



Національний університет
водного господарства
та природокористування

А. В. Рудик, В. П. Квасніков

**НАУКОВІ ОСНОВИ ТА ПРИНЦИПИ
ПОБУДОВИ ПРИЛАДОВОЇ СИСТЕМИ
ВИМІРЮВАННЯ ПРИСКОРЕННЯ
МОБІЛЬНОГО РОБОТА**



Монографія

Національний університет
водного господарства
та природокористування

Харків – 2018



Національний університет
водного господарства
та природокористування

УДК 621.317.08

ББК 32.956.3:-5 * 65.9я7

Р83

*Розповсюджувати та тиражувати
без офіційного дозволу авторів заборонено*

*Рекомендовано вченою радою Національного університету водного
господарства та природокористування.
(Протокол №10 від 27.12.2017 р.)*

Рецензенти:

Безвесільна О.М., д-р. техн. наук, заслужений діяч науки і техніки України, професор Національного технічного університету України “Київський політехнічний інститут імені І.Сікорського”;

Матіко Ф.Д., д-р. техн. наук, доцент Національного університету “Львівська політехніка”;

Орнатський Д.П., д-р. техн. наук, доцент Національного авіаційного університету (м. Київ).

А.В. Рудик, В.П. Квасніков

Р83 Наукові основи та принципи побудови приладової системи вимірювання прискорення мобільного робота. Монографія / А. В. Рудик, В. П. Квасніков. – Харків: Мачулін, 2018. – 272 с. : 59 іл., 14 табл.

ISBN 978-617-7589-12-8

В монографії проведений аналіз відомих методів і засобів вимірювання прискорення, систематизація основних технічних характеристик сенсорів прискорення (акселерометрів) та якісний аналіз впливу дестабілізуючих факторів на процес проведення вимірювань. Проаналізовано точність методів вимірювання прискорення мобільних роботів та способи її підвищення. Проведено математичне моделювання та аналіз похибок МЕМС акселерометрів приладових і навігаційних систем мобільних роботів. Розроблено пристрої обробки сигналів ємнісних мікромеханічних сенсорів приладових і навігаційних систем мобільних роботів, в яких забезпечується комплексне розв’язання проблеми підвищення чутливості та стійкості до дії шумів.

Монографія буде корисною для наукових співробітників й інженерів, які працюють в галузі розробки методів і засобів вимірювання механічних величин для систем навігації та керування мобільних роботів.

УДК 621.382.2 / 3. (075.8)

ББК 32.956.3:-5 * 65.9я7

ISBN 978-617-7589-12-8

© Рудик А.В., Квасніков В.П., 2017



ЗМІСТ

СПИСОК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ І СКОРОЧЕНЬ.....	9
ВСТУП.....	10
РОЗДІЛ 1. АНАЛІЗ ЛІТЕРАТУРНИХ ДЖЕРЕЛ В ГАЛУЗІ ВИМІРЮВАННЯ ПРИСКОРЕННЯ РУХУ МОБІЛЬНИХ РОБОТІВ.....	16
1.1. Характеристики прискорення як вимірюваної величини.....	16
1.2. Методи вимірювання прискорення.....	20
1.2.1. Класичний метод вимірювання прискорення.....	20
1.2.2. Методи інерціальної навігації.....	21
1.2.3. Одометричні методи.....	25
1.2.4. Локаційні методи.....	27
1.2.5. Радіонавігаційні методи.....	32
1.2.6. Метод парціальних прискорень.....	37
1.2.7. Інтегровані методи.....	38
1.3. Акселерометри – принципи роботи, параметри, класифікація.....	39
1.3.1. Основні технічні параметри та характеристики акселерометрів.....	40
1.3.2. Огляд сучасного стану та класифікація акселерометрів.....	46
1.4. Вплив дестабілізуючих факторів.....	54
1.4.1. Дестабілізуючі фактори локаційних методів.....	55
1.4.2. Дестабілізуючі фактори методів інерціальної навігації.....	57
1.4.3. Дестабілізуючі фактори радіонавігаційних методів.....	58
Висновки до розділу 1.....	61
Перелік літератури до розділу 1.....	62
РОЗДІЛ 2. АНАЛІЗ ТОЧНОСТІ МЕТОДІВ ВИМІРЮ- ВАННЯ ПРИСКОРЕННЯ МОБІЛЬНИХ РОБОТІВ ТА СПОСОБИ ЇЇ ПІДВИЩЕННЯ....	69
2.1. Визначення параметрів руху об'єкта на кінцевому інтервалі часу.....	69



2.1.1. Методика визначення параметрів руху об'єктів.....	70
2.1.2. Аналіз точності способу визначення параметрів руху об'єкта.....	73
2.1.3. Аналіз ефективності способу визначення параметрів руху об'єкта.....	74
2.2. Врахування робочих умов вимірювання параметрів руху об'єктів в математичній моделі формування результату вимірювання.....	76
2.2.1. Нормування робочих умов при вимірюванні параметрів руху об'єктів.....	76
2.2.2. Математична модель впливу робочих умов на коефіцієнт чутливості засобу вимірювання.....	77
2.3. Оцінка точності навігаційно-часових визначень в СРНС.....	82
2.3.1. Похибки, що виникають внаслідок неповного врахування умов поширення радіохвиль.....	83
2.3.2. Похибки бортової апаратури.....	90
2.3.3. Похибки апаратури мобільного робота.....	91
2.3.4. Похибки, що вносяться на етапі розв'язання навігаційної задачі.....	92
2.3.5. Похибки ефемеридного забезпечення.....	93
2.3.6. Бюджет похибок визначення псевдодальності, псевдошвидкості та псевдоприскорення.....	93
2.4. Дослідження впливу кліматичних факторів на оцінку точності ультразвукового локаційного методу вимірювання прискорення.....	95
2.4.1. Оцінка швидкості ультразвуку в повітрі.....	95
2.4.2. Дослідження степеню впливу групи кліматичних факторів на вихідний сигнал ультразвукового випромінювача при оцінці швидкості ультразвуку в повітрі.....	98
2.5. Багатофункціональні сенсори для мобільної робототехніки.....	101
2.5.1. Використання мультисенсорних модулів.....	101
2.5.2. Використання мультиосьових сенсорів.....	102



2.5.3. Підсистеми керування на основі локаторів.....	103
2.5.4. Інтегровані радарно-камерні технології.....	108
2.6. Використання стелс-технологій в мобільних робототехнічних комплексах та методи виявлення малопомітних об'єктів.....	110
2.6.1. Основні напрямки використання та проектування засобів малої помітності.....	110
2.6.2. Створення новітніх матеріалів для корпусів МР.....	111
2.6.3. Сучасні технології та заходи, спрямовані на підвищення якості компонентів і конструктивної досконалості вітчизняних МРТК.....	115
2.6.4. Методи виявлення малопомітних об'єктів.....	118
Висновки до розділу 2.....	122
Перелік літератури до розділу 2.....	124
РОЗДІЛ 3. МАТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ТА АНАЛІЗ ПОХИБОК МЕМС АКСЕЛЕРО- МЕТРІВ НАВІГАЦІЙНИХ СИСТЕМ МОБІЛЬНИХ РОБОТІВ.....	130
3.1. Математичні моделі МЕМС-акселерометра.....	130
3.1.1. Механічна модель МЕМС-акселерометра.....	132
3.1.2. Електрична модель МЕМС-акселерометра.....	134
3.1.3. Схемотехнічна модель МЕМС-акселерометра.....	136
3.2. Аналіз похибок МЕМС-акселерометрів методом варіацій Алана.....	141
3.2.1. Методи аналізу випадкових похибок акселерометрів.....	142
3.2.2. Узагальнене рівняння похибок акселерометрів.....	145
3.2.3. Аналіз складових випадкової похибки акселерометрів.....	149
3.2.4. Експериментальні дослідження шумових параметрів МЕМС-акселерометрів.....	155
3.3. Практична оцінка похибок одноканальної БІНС на МЕМС-сенсорах на короткому часовому інтервалі.....	157
3.3.1. Принцип побудови одноканальної БІНС.....	158
3.3.2. Модель похибок одноканальної БІНС.....	159



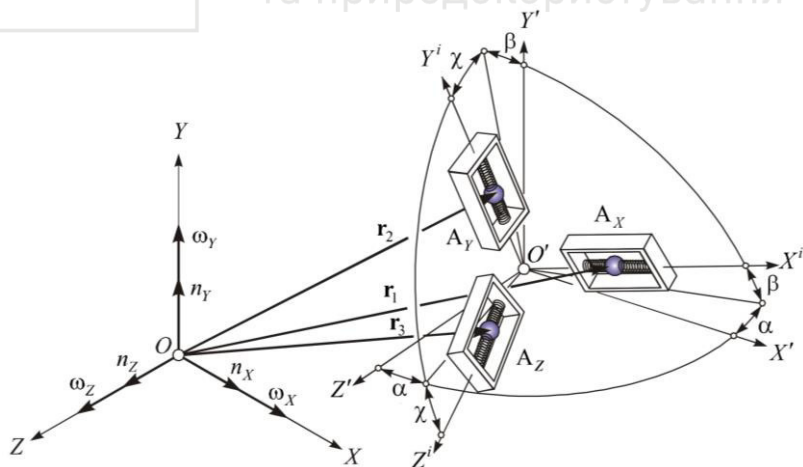
3.3.3. Вплив систематичних похибок.....	162
3.3.4. Вплив похибок коефіцієнтів перетворення.....	164
3.3.5. Вплив шуму.....	164
3.3.6. Вплив нестабільності нуля акселерометрів та гіроскопів.....	167
3.3.7. Вплив неточного вводу початкових умов.....	169
3.4. Зв'язок точності оцінювання постійної складової похибки МЕМС-акселерометрів з варіацією Алана.....	170
3.4.1. Точність оцінювання постійної складової похибки інерціального сенсора при усередненні та її зв'язок з варіацією Алана.....	171
3.4.2. Зв'язок спектральної густини шуму та варіації Алана.....	172
3.4.3. Чисельна оцінка коефіцієнтів варіації Алана та точності оцінювання постійної складової похибки МЕМС акселерометрів.....	173
3.5. Математична модель похибок акселерометрів БІНС.....	177
3.5.1. Алгоритми роботи БІНС.....	177
3.5.2. Системи координат інерціальної навігації та зв'язок між ними.....	179
3.5.3. Векторні рівняння похибок БІНС.....	181
Висновки до розділу 3.....	185
Перелік літератури до розділу 3.....	187
РОЗДІЛ 4. ПРИСТРОЇ ОБРОБКИ СИГНАЛІВ МІКРО-МЕХАНІЧНИХ СЕНСОРІВ НАВІГАЦІЙНИХ СИСТЕМ МОБІЛЬНИХ РОБОТІВ.....	192
4.1. Пристрої обробки сигналів мікромеханічних сенсорів генераторним нульовим методом.....	192
4.1.1. Аналіз методів вимірювання ємності сенсора.....	192
4.1.2. Аналогові пристрої обробки сигналів МЕМС-сенсорів на основі генераторного нульового методу вимірювання.....	194
4.1.3. Цифровий пристрій обробки сигналів МЕМС-сенсорів на основі генераторного нульового методу вимірювання.....	196



4.1.4. Лінійний широкодіапазонний перетворювач частота-напруга.....	198
4.2. Пристрої вимірювання параметрів мікромеханічних сенсорів на основі амплітудно-фазового методу.....	199
4.2.1. Реалізація амплітудно-фазового методу для вимірювання параметрів мікромеханічних сенсорів.....	199
4.2.2. Реалізація амплітудно-фазового методу для вимірювання параметрів височастотних мікромеханічних сенсорів.....	206
4.2.3. Реалізація амплітудно-фазового методу для вимірювання параметрів височастотних мікромеханічних сенсорів.....	212
4.2.4. Реалізація вимірювача відношення амплітуд сигналів на основі фазочастотного методу вимірювання.....	216
4.2.5. Аналіз точності амплітудно-фазового методу вимірювання параметрів еквівалентної схеми мікромеханічного сенсора.....	218
4.3. Пристрої для вимірювання електричної ємності MEMC-сенсорів та її відхилення від номінального значення.....	223
4.3.1. Пристрої обробки сигналів MEMC-сенсорів на основі сигма-дельта АЦП.....	223
4.3.2. Пристрої для вимірювання відхилення електричної ємності від номінального значення.....	225
4.4. Методика вибору частоти дискретизації сигналів сенсорів навігаційної системи та виконавчих пристроїв мобільних роботів.....	233
4.4.1. Структура системи керування на основі цифрової інтерфейсної шини.....	233
4.4.2. Розробка алгоритму визначення частот дискретизації для довільної системи керування.....	234
4.4.3. Практичне розв'язання задачі опитування сенсорів навігаційної системи мобільного робота.....	239



4.4.4. Рекомендації щодо вибору частоти дискретизації сенсорів.....	245
Висновки до розділу 4.....	246
Перелік літератури до розділу 4.....	248
ВИСНОВКИ.....	255
Додаток А. Технічні характеристики акселерометрів різних типів (дані зі специфікацій виробників).....	259
Додаток Б. Порівняльний аналіз переваг та недоліків різних технологій акселерометрів.....	266
Додаток В. Вклад похибок акселерометрів та гіроскопів в похибки БІНС при визначенні кута тангажу, лінійної швидкості та координати.....	269
Додаток Г. Співвідношення між спектральною густиною шуму та варіацією Алана.....	270





СПИСОК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ І СКОРОЧЕНЬ

АЧХ – амплітудно-частотна характеристика
БІНС – безплатформна інерціальна навігаційна система
БПЛА – безпілотний літальний апарат
БШЧ – бортова шкала часу
ЗВ – засіб вимірювання
ІВМ – інерціальний вимірювальний модуль
ІНС – інерціальна навігаційна система
ІС – інтегральна схема
МЕМС – мікроелектромеханічна система
МК – мікроконтролер
МНК – метод найменших квадратів
МР – мобільний робот
МРТК – мобільний робототехнічний комплекс
МС – математичне сподівання
НСКРПМ – наноструктурований композиційний РПМ
НС – навігаційний супутник
НЧ – низькі частоти
НЧВ – навігаційно-часові визначення
ОП – операційний підсилювач
ПКМ – полімерний композиційний матеріал
ПСП – параметри системи передавання
ПФ – передавальна функція
РЛС – радіолокаційна станція
РПМ – радіопоглинаючий матеріал
РПП – радіопоглинаюче покриття
РТК – робототехнічний комплекс
СКВ – середньоквадратичне відхилення
СКН – середньоквадратична напруга
СКП – середньоквадратична похибка
СРНС – супутникова радіонавігаційна система
СФ – смуговий фільтр
ТКЄ – температурний коефіцієнт ємності
ТКО – температурний коефіцієнт опору
ФЧХ – фазочастотна характеристика
ШІМ – широтно-імпульсна модуляція
ШСПП – широкосмугове поглинальне покриття



ВСТУП

Слово “робот” має слов’янське походження і введене відомим письменником К. Чапеком у 1920 р. у своїй фантастичній п’єсі “R.U.R.” (“Росумовські універсальні роботи”), в якій автор так назвав механічних робітників, призначених для заміни людей на важких фізичних роботах (назва “робот” утворена від чеського слова robot, що означає важку підневольну працю).

В термінологічному плані робот є універсальним автоматом для реалізації механічних дій, аналогічних діям людини, яка виконує фізичну роботу. З самого початку при створенні перших роботів та до наших днів зразком для них є можливості людини. Саме намагання замінити людину на важких і небезпечних роботах і народило ідею створення робота і перші її спроби реалізації в середньовіччя, а також обумовило виникнення і розвиток сучасної робототехніки і роботобудування. З часом поняття “робот” розширилось, а під ним розуміють будь-яку автоматичну машину, що замінює людину і нагадує його розумну поведінку.

Предметом робототехніки є створення і використання роботів та інших засобів робототехніки й основаних на них технічних систем і комплексів різного призначення. Виникнувши на основі кібернетики та механіки, робототехніка стала основою нових напрямків розвитку і самих цих наук. В кібернетиці це пов’язано з інтелектуальним керуванням і біонікою як джерелом нових, запозичених у живої природи, ідей, а в механіці – з багатоступеневими механізмами типу маніпуляторів.

Більшість мобільних роботів (МР) розробляється для роботи у шкідливих або небезпечних для людини умовах, які виникають при ліквідації наслідків аварій, при розмінуванні або при роботі на інших планетах, що дозволяє виключити людські жертви. Таким чином, актуальною є проблема створення мобільних робототехнічних комплексів (МРТК), які здатні самостійно пересуватися і виконувати поставлені задачі. При цьому важливою є проблема створення інтелектуальної системи керування, яка дозволяє роботу автономно виконувати поставлену задачу при мінімальному втручанні людини.

Мобільний робот не прив’язаний до оператора, здатний переміщуватися в робочому середовищі відповідно до програми



керування і може бути оснащений маніпулятором. Мобільні роботи програмуються заздалегідь: вони мають самостійно орієнтуватися в навколишньому середовищі і виконувати задачі, покладаючись тільки на власний штучний інтелект. До МР не відносяться пересувні маніпуляційні роботи, які можна оперативно переміщувати в робочому середовищі вручну або за допомогою транспортних засобів з ручним керуванням.

Умови функціонування МР визначаються типом середовища їх експлуатації та характером робочого процесу і діляться на дві категорії: детерміновані (визначені) та недетерміновані (невизначені). До детермінованих відносяться середовища, спроектовані і створені людиною, тому детермінованим є процес, протікання якого повністю залежить від цілеспрямованої діяльності людини. Детермінованість середовища обумовлена апіорним знанням точного положення всіх об'єктів, з якими може взаємодіяти робот. Для маніпуляційного робота це означає точне знання розташування та орієнтації об'єктів, що знаходяться в його робочій зоні. До детермінованих відносять середовища, які можна організувати відповідно до вимог, хоча й зі значними затратами (не повністю детерміновані середовища, при цьому деякі об'єкти можуть мати заздалегідь невідомі відхилення від еталону).

В недетермінованих (повністю неорганізованих) середовищах практично неможливо здійснити їх організацію. До них відносяться природні середовища та середовища, створені аварійними ситуаціями як в природних умовах, так і при руйнуванні середовищ, створених людиною (руйнуванні будівель та споруд). До дій робота в природних середовищах відносяться дії в польових умовах: розвідка на місцевості, військові дії, розмінування та патрулювання, підводні та підземні роботи (в тому числі у випадках радіоактивного, хімічного та бактеріологічного забруднень місцевості). Таким чином, до недетермінованих відноситься будь-який процес, протікання і результат якого повністю не залежить від цілеспрямованої діяльності людини (ведення бойових дій, всі природні процеси (землетруси, виверження вулканів та ін.), а також результати техногенних аварій (пожежі, вибухи)).

Використання МРТК є можливим для розв'язання таких тактичних задач:

- при проведенні вибухотехнічних робіт: пошук і діагносту-



вання вибухових пристроїв; знищення або евакуація вибухових пристроїв; знешкодження або роззброєння вибухових пристроїв;

- при проведенні хімічної та радіаційної розвідки об'єктів і територій;

- при проведенні антитерористичних операцій: встановлення радіоелектронних завад, димових та спеціальних завіс; доставка і використання спецзасобів нелетальної дії; приховане проникнення на захоплені об'єкти та об'єкти під охороною; проведення радіоелектронної, аудіо- та відеорозвідки об'єктів і територій; руйнування перешкод (двері, стіни) при штурмі об'єктів;

- при охороні об'єктів: патрулювання території або периметру об'єкту; знешкодження спроб проникнення на об'єкт; нейтралізація порушників.

Зазначені тактичні задачі розв'язуються на різних об'єктах і в різних ситуаціях:

- на об'єктах громадського транспорту (міський транспорт, залізничний, авіаційний, морський, автомобільний);

- в місцях проживання та життєдіяльності людей (квартири, будинки, офіси та ін.);

- на промислових об'єктах (об'єктах хімічної промисловості, ядерного технологічного циклу та ін.);

- на об'єктах міської інфраструктури (каналізація, теплостанції, водопровід та ін.);

- на відкритій та сильно пересіченій місцевості, в лісі та ін.

Специфіка операцій, умови експлуатації та функціональне призначення МР визначають його конструктивні особливості, складність системи керування, масогабаритні характеристики і склад спеціального обладнання.

В підводній робототехніці початок XXI сторіччя характеризується як час переходу від традиційних технічних рішень до нових, основаних на сучасних досягненнях біології, хімії, інформатики і теорії керування. Використання підводних роботів забезпечило скорочення до мінімуму загрози для життя людей, що приймають участь у таких екстремальних підводних операціях: рятувальні роботи; ліквідація екологічних катастроф; дослідження сейсмонебезпечних районів океанів і морів; дослідження складного рел'єфу дна. Також необхідно зазначити, що підводні роботи, які використовуються в технологічно розвинених краї-



нах (Японія, США, Південна Корея, Китай, Канада, Італія, Великобританія, Ісландія), здатні виконувати не тільки зазначені вище, але й інші різні задачі, серед яких необхідно виділити такі:

- участь у першочергових рятувальних (підводно-водолазних) роботах в екстремальних ситуаціях (при радіаційних, хімічних і бактеріологічних забрудненнях);

- проведення геологорозвідувальних робіт (нафто- і газорозвідка на морському шельфі та на великих глибинах, дослідження аномальних явищ і геологічних утворень океанського дна);

- здійснення моніторингу стану сировинних і біологічних ресурсів та екологічної ситуації в районах промислу з метою довгострокового прогнозування змін рибопродуктивності найважливіших промислових районів;

- океанографічні дослідження та екологічний моніторинг водного середовища;

- фотовідеозйомка, картографування та акустичне профілювання морського дна;

- оглядово-пошукові роботи на затонулих об'єктах;

- інспекція підводних об'єктів (обстеження споруд і комунікацій), виконання аварійно-ремонтних, відновлювальних (прокладка кабелю) і підводно-освітлювальних робіт;

- роботи військового призначення (протилодочна розвідка, патрулювання, забезпечення безпеки об'єктів військової техніки, пошук і знешкодження мін).

Для надійного керування МР його система керування має отримувати сигнали від різних сенсорів, в результаті обробки яких визначаються поточні координати робота, його швидкість і прискорення, а також орієнтація у просторі (кути курсу, тангажу і крену). На даний час основними типами таких сенсорів є інерціальні (акселерометри, гіроскопи, магнітометри), локаційні (ультразвукові, радарні, лідарні) і відео (моно- та стереокамери).

В даній роботі основна увага приділяється інерціальним технологіям, які використовуються не тільки в традиційній галузі навігації та керування рухом, але й в геодезії, топографії, гравіметрії, метрології, логістиці та ін. Мікромеханічні інерціальні сенсори є основною елементною базою для створення мініатюрних інерціальних навігаційних систем (ІНС).

Галузі використання мікромеханічних інерціальних сенсорів



постійно розширюються через їх малі габаритні розміри, енергоспоживання і собівартість, формуючи новий сегмент ринку мініатюрних безплатформних інерціальних систем навігації (БІНС). Мікромеханічні акселерометри забезпечують широкий діапазон вимірювань та мають точнісні характеристики ІНС середнього класу. Однак вимоги до точності інерціальних сенсорів та систем на їх основі при розв'язанні задач навігації та орієнтації з часом ускладнюються, що приводить до необхідності вдосконалення методів їх випробувань для отримання достовірних математичних моделей показів, які враховують умови експлуатації.

Дослідження в області розвитку методів і систем навігації та керування МР проводяться в багатьох наукових центрах України – в НТУУ КП ім. І. Сікорського, КНУ ім. Т. Шевченка, НАУ, НУ «Львівська політехніка», НАУ ім. М.Є. Жуковського «ХАІ», а також в університетах США (Carnegie Mellon University, Stanford University), Великобританії (University of Oxford), Німеччини (University of Bonn), Франції (INRIA), Австралії (The University of Sidney), Росії (МДТУ ім. Баумана, Інститут прикладної математики ім. М.В. Келдиша РАН, ЦНДІ робототехніки, Інститут проблем механіки РАН та МДТУ «Станкін») й інших країн.

Вони базуються на роботах науковців В. П. Кваснікова, А. А. Голована, В. В. Матвєєва, В. Н. Тяпкіна, І. В. Щербаня, О. А. Степанова, П. Д. Грувса, М. С. Грювала, О. Дж. Вудмана, І. Є. Лисенка, Л. К. Самойлова, В. Я. Суп'яна, а також наукових колективів під керівництвом О. М. Безвесільної, Є. І. Юрєвича, Ю. В. Подураєва та А. С. Ющенко.

В першому розділі монографії проведений аналіз відомих методів та засобів вимірювання прискорення з розробкою відповідних класифікацій; систематизація основних технічних характеристик сенсорів прискорення (акселерометрів), а також якісний аналіз впливу дестабілізуючих факторів на процес проведення вимірювань прискорення розглянутими методами.

Другий розділ присвячений вдосконаленню класичного методу визначення параметрів руху об'єкта на кінцевому інтервалі часу (з аналізом точності та ефективності); врахуванню робочих умов вимірювання параметрів руху об'єктів в математичній моделі формування результату вимірювання; оцінці точності навігаційно-часових визначень в супутникових радіонавігаційних



системах (СРНС); дослідженню впливу кліматичних факторів на оцінку точності ультразвукового локаційного методу вимірювання прискорення; аналізу використання в МР багатфункціональних сенсорів та мультисенсорних модулів з оптимізованою сенсорною архітектурою для комплексної обробки сенсорних сигналів; а також використанню стелс-технологій в МРТК і методам виявлення малопомітних об'єктів.

В третьому розділі отримано математичні моделі МЕМС-акселерометра в різних формах (механічна, електрична, схематична), що дозволяє перейти до “індивідуальних” моделей конкретного типу акселерометра і підвищити точність визначення величини прискорення; виведено узагальнене рівняння похибок акселерометрів, проведено аналіз складових випадкової похибки акселерометрів та розроблено моделі формування складових випадкової похибки з білого шуму та білої послідовності; проведено числову оцінку похибок одноканальної БІНС, реалізованої на МЕМС-сенсорах низького класу точності, на короткому інтервалі до 10 хв, коли можна знехтувати коливаннями з частотою Шулера, а також отримано моделі похибок БІНС при визначенні параметрів руху об'єкта.

В четвертому розділі монографії проведена розробка пристроїв обробки сигналів ємнісних мікромеханічних сенсорів навігаційних систем МР та її відхилення від номінального значення, в яких забезпечується комплексне розв'язання проблеми підвищення чутливості та стійкості до дії шумів.

Новизну отриманих результатів монографії підтверджено патентами України №57135, №57795 та №57836.

Монографія розрахована на наукових та інженерно-технічних працівників науково-дослідних, проектних організацій та промислових підприємств, а також може бути корисною аспірантам і студентам, які спеціалізуються в галузі розробки методів і систем навігації та керування МР.

Розділи 3 та 4 підготовлені Рудиком А.В., а розділи 1 та 2 – спільно Рудиком А.В. та Квасніковим В.П.

Автори вдячні рецензентам доктору технічних наук, професору О.М. Безвесільній, доктору технічних наук, доценту Ф.Д. Матіко, доктору технічних наук, доценту Д.П. Орнатському, корисні зауваження яких сприяли поліпшенню змісту монографії.



РОЗДІЛ 1. АНАЛІЗ ЛІТЕРАТУРНИХ ДЖЕРЕЛ В ГАЛУЗІ ВИМІРЮВАННЯ ПРИСКОРЕННЯ РУХУ МОБІЛЬНИХ РОБОТІВ

На сьогодні в літературі відомі описи різних методів та засобів вимірювання прискорення засобів мобільної робототехніки, однак немає їх комплексного огляду. Тому задачами даного розділу є: аналіз відомих методів та засобів вимірювання прискорення з розробкою відповідних класифікацій; систематизація основних технічних характеристик сенсорів прискорення (акселерометрів), а також якісний аналіз впливу дестабілізуючих факторів на процес проведення вимірювань прискорення розглянутими методами.

За результатами досліджень, проведених у даному розділі, автором опубліковано роботи [8, 19-22].

1.1. Характеристики прискорення як вимірюваної величини

Прискорення \vec{a} – векторна фізична величина, що визначає швидкість зміни швидкості об'єкта, тобто перша похідна від швидкості \vec{v} за часом (або друга похідна за часом від радіус-вектора положення \vec{r}):

$$\vec{a} = \frac{\Delta \vec{v}}{\Delta t}, (\Delta t \rightarrow 0); \quad \vec{a} = \frac{d\vec{v}}{dt} = \frac{d^2 \vec{r}}{dt^2}.$$

Пов'язаними з прискоренням параметрами руху об'єкту є швидкість (векторна фізична величина, що характеризує зміни положення об'єкту у вибраній системі відліку) та різкість (або ривок) \vec{s} , що є похідною прискорення за часом:

$$\vec{v} = \frac{d\vec{r}}{dt}, (\Delta t \rightarrow 0); \quad \vec{v} = \frac{d\vec{r}}{dt}; \quad \vec{s} = \frac{d\vec{a}}{dt} = \frac{d^2 \vec{v}}{dt^2} = \frac{d^3 \vec{r}}{dt^3}.$$

При вимірюваннях важливим є те, що прискорення є вектором, тобто враховується не тільки зміна величини швидкості (модуля векторної величини), але й зміна її напрямку. Одиницею прискорення в СІ є м/с², а в гравіметрії використовується також внесистемна одиниця гал (*gal*), яка дорівнює 1 см/с².

Якщо динаміка механічної системи описується не в декарто-



вих, а в узагальнених координатах q_i (в гамільтоновому або в лагранжовому формулюваннях механіки), то вводять узагальнені прискорення \ddot{q}_i – перші похідні за часом узагальнених швидкостей \dot{q}_i або другі похідні за часом узагальнених координат.

Якщо на траєкторії об'єкту відомі координати $\vec{r}(t_0) = \vec{r}_0$ та вектор швидкості $\vec{v}(t_0) = \vec{v}_0$ в деякий момент часу t_0 , а також залежність прискорення від часу $\vec{a}(t)$, то, інтегруючи це рівняння, отримують координати та швидкість об'єкту в будь-який момент часу t (як до, так і після моменту часу t_0):

$$\vec{v}(t) = \vec{v}_0 + \int_{t_0}^t \vec{a}(t) dt; \quad \vec{r}(t) = \vec{r}_0 + (t - t_0)\vec{v}_0 + \int_{t_0}^t \int_{t_0}^t \vec{a}(t) dt^2.$$

При складному русі, коли об'єкт рухається відносно деякої системи відліку, а та, у свою чергу, рухається відносно іншої системи відліку, абсолютне прискорення об'єкту по відношенню до першої системи відліку \vec{a}_a дорівнює сумі відносного \vec{a}^r (по відношенню до другої системи відліку), переносного \vec{a}^e та кориолісова (поворотного) \vec{a}^c прискорень (теорема Кориоліса):

$$\vec{a}_a = \vec{a}^r + \vec{a}^e + \vec{a}^c = \vec{a}^r + \vec{a}^e + 2 \cdot [\vec{\omega} \times \vec{v}_r],$$

де $\vec{\omega}$ – вектор кутової швидкості обертального руху системи; \vec{v}_r – вектор відносної швидкості руху об'єкту.

В задачах навігації кориолісове прискорення викликано переносною кутовою швидкістю обертання Землі та лінійною відносною швидкістю об'єкту і виражається векторним добутком

$$\vec{a}^c = 2 \cdot [\vec{\omega}_3 \times \vec{v}_r] = 2 \cdot \begin{vmatrix} i_g & j_g & k_g \\ \omega_3 \cos \varphi & \omega_3 \sin \varphi & 0 \\ V_{X^g} & V_{Y^g} & V_{Z^g} \end{vmatrix}$$

з відповідними проекціями на осі $OX^gY^gZ^g$ (φ – широта) (рис. 1.1):

$$a_{X^g}^c = 2\omega_3 V_{Z^g} \sin \varphi; \quad a_{Y^g}^c = -2\omega_3 V_{Z^g} \cos \varphi; \\ a_{Z^g}^c = 2\omega_3 (V_{Y^g} \cos \varphi - V_{X^g} \sin \varphi).$$

Відносне прискорення \vec{a}^r викликано зміною відносної лі-



нійної швидкості $\vec{v}_r = iV_{X^g} + jV_{Y^g} + kV_{Z^g}$ та рухом об'єкту вздовж сферичної поверхні Землі з відносною кутовою швидкістю $\vec{\omega}'$:

$$\vec{a}^r = \vec{v}'' + [\vec{\omega}' \times \vec{v}_r] = \vec{v}'' + \begin{vmatrix} i & j & k \\ \frac{V_{Z^g}}{R} & \frac{V_{Z^g}}{R} \operatorname{tg} \varphi & -\frac{V_{X^g}}{R} \\ V_{X^g} & V_{Y^g} & V_{Z^g} \end{vmatrix},$$

а його проєкції на осі географічної системи координат визначаються таким чином [26]:

$$\begin{aligned} a_{X^g}^r &= \dot{V}_{X^g} + \frac{V_{Z^g}^2}{R} \operatorname{tg} \varphi + \frac{V_{X^g} V_{Y^g}}{R}; & a_{Y^g}^r &= \dot{V}_{Y^g} - \frac{V_{Z^g}^2}{R} - \frac{V_{X^g}^2}{R}; \\ a_{Z^g}^r &= \dot{V}_{Z^g} + \frac{V_{Z^g} V_{Y^g}}{R} - \frac{V_{X^g} V_{Z^g}}{R} \operatorname{tg} \varphi. \end{aligned}$$

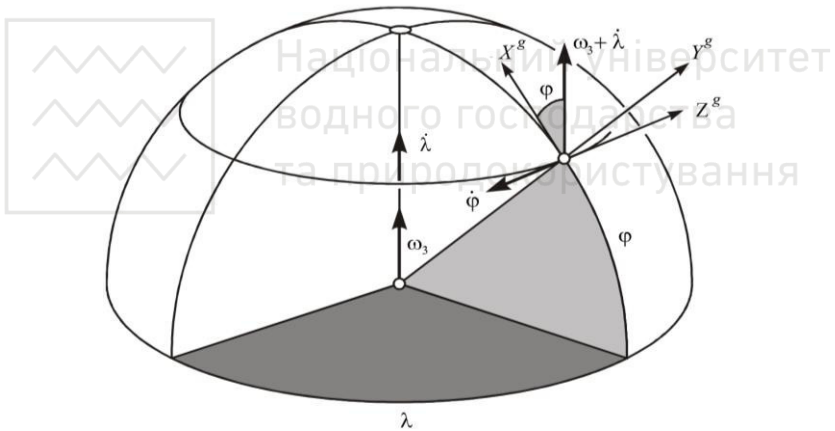


Рис. 1.1. Осі географічної системи координат $OX^g Y^g Z^g$

Переносне прискорення \vec{a}^e викликане кутовою швидкістю обертання Землі та визначається як $\vec{a}^e = \vec{\omega}_3 \times [\vec{\omega}_3 \times \vec{R}]$, де \vec{R} – радіус-вектор положення, що з'єднує центр Землі та мобільний об'єкт. Проекції переносного прискорення:

$$a_{X^g}^e = \omega_3^2 R \sin \varphi \cos \varphi; \quad a_{Y^g}^e = -\omega_3^2 R \cos^2 \varphi; \quad a_{Z^g}^e = 0.$$

При складанні вектора переносного прискорення \vec{a}^e з вектором \vec{g}_0 прискорення гравітаційного поля Землі утворюється



вектор прискорення сили тяжіння \vec{g} , спрямований по геоцентричній вертикалі, з компонентами $g_X = g_Z = 0$, $g_Y = g$.

Проекції вектора уявного прискорення вершини тригранника $OX^gY^gZ^g$ на його осі отримують при додаванні компонент вектора прискорення сили тяжіння до складових кориолісова та відносного прискорення [15]:

$$\begin{aligned}n_{X^g} &= \dot{V}_{X^g} + \frac{V_{Z^g}^2}{R} \operatorname{tg} \varphi + \frac{V_{X^g} V_{Y^g}}{R} + 2\omega_3 V_{Z^g} \sin \varphi; \\n_{Y^g} &= \dot{V}_{Y^g} - \frac{V_{Z^g}^2}{R} - \frac{V_{X^g}^2}{R} - 2\omega_3 V_{Z^g} \cos \varphi + g; \\n_{Z^g} &= \dot{V}_{Z^g} + \frac{V_{Z^g} V_{Y^g}}{R} - \frac{V_{X^g} V_{Z^g}}{R} \operatorname{tg} \varphi + 2\omega_3 (V_{Y^g} \cos \varphi - V_{X^g} \sin \varphi).\end{aligned}$$

В роботі [16] отримана така модель абсолютного прискорення об'єкту $\vec{a}_{a,g}$, що переміщується по поверхні Землі або навколо неї (в супровідному базисі):

$$\vec{a}_{a,g} = \ddot{\vec{h}} + 2\vec{\omega} \times \dot{\vec{h}} + \vec{\omega} \times (\vec{\omega} \times \vec{r}_g) + 2\vec{\omega}_{3,g} \times \vec{v}_z + \vec{\varepsilon} \times \vec{r}_g, \quad (1.1)$$

де $\vec{\omega} = \vec{\omega}_{3,g} + \vec{\omega}_g^0$ – абсолютна кутова швидкість базису g ;

$\vec{v}_z = \vec{\omega}_g^0 \times \vec{r}_g$ – горизонтальна складова відносної лінійної швидкості; $\vec{\omega}_{3,g} = [0, \omega_3 \cos \varphi, \omega_3 \sin \varphi]^T$ – вектор кутової швидкості обер-

тання Землі; $\vec{\omega}_g^0 = \left[-\frac{V_{X^g}}{R}, \frac{V_{Z^g}}{R}, \frac{V_{Z^g}}{R} \operatorname{tg} \varphi \right]^T$ – вектор кутової швидкості супровідного базису, який виникає при переміщенні відно-

сно Землі; $\vec{\varepsilon} = \frac{d}{dt} \vec{\omega}_g^0 = \left[-\frac{\dot{V}_{X^g}}{R}, \frac{\dot{V}_{Z^g}}{R}, \left(\frac{V_{Z^g}}{R} \operatorname{tg} \varphi \right)' \right]^T$ – тангенціальне

прискорення; $\vec{r}_g = [0, 0, R]^T$ та $\dot{\vec{h}} = \frac{d\vec{r}_g}{dt}$ – радіус-вектор і його локальна похідна в супровідному базисі.

Складовими вектора абсолютного прискорення в (1.1) є: $\vec{\omega} \times (\vec{\omega} \times \vec{r}_g)$ – доцентрове прискорення; $2\vec{\omega} \times \dot{\vec{h}}$ та $2\vec{\omega}_{3,g} \times \vec{v}_z$ – скла-



дові кориолісового прискорення, що виникають при зміні висоти у супровідному базисі та при горизонтальному переміщенні;

$$\ddot{\vec{h}} = \frac{\tilde{d}^2 \vec{r}_g}{dt^2} = \frac{d}{dt} \left(\frac{d\vec{r}_g}{dt} \right) - (\vec{\omega}_{3,g} + \vec{\omega}_g^0) \times \dot{\vec{h}} - \text{друга локальна похідна ра-}$$

діус-вектора в супровідному базисі; $\dot{\vec{v}}_e = \vec{\varepsilon} \times \vec{r}_g = \vec{i} \dot{V}_{x^g} + \vec{k} \dot{V}_{z^g}$ – горизонтальна складова відносного лінійного прискорення.

Якщо записати $\vec{g} = \vec{g}' - \vec{\omega}_{3,g} \times (\vec{\omega}_{3,g} \times \vec{r}_g)$, уявне прискорення визначимо так:

$$\vec{n}_g = \vec{a}_{a,g} - \vec{g}' = \dot{\vec{v}} + (2\vec{\omega}_{3,g} + \vec{\omega}_g^0) \times \vec{v} - \vec{g}, \quad (1.2)$$

де $\vec{v} = \dot{\vec{h}} + \vec{\omega}_{3,g} \times \vec{r}_g$ – відносна лінійна швидкість в базисі g відносно Землі; \vec{g}' – вектор прискорення гравітаційної сили тяжіння.

Вектор прискорення можна представити в проекціях на осі різних систем координат (інерціальної (i), земної (e), географічної (g), зв'язаної (b)) за допомогою відповідних матриць переходу C_m^n , де m та n – символи систем координат.

1.2. Методи вимірювання прискорення

1.2.1. Класичний метод вимірювання прискорення

За класичним методом вимірювання середнє прискорення $a_{\text{сеп}}$ на короткому інтервалі часу Δt визначається через різницю миттєвих швидкостей наприкінці $V(t_i + \Delta t)$ та посередині $V(t_i + \Delta t/2)$ даного інтервалу часу [14]:

$$a_{\text{сеп}} = \frac{\Delta V}{\Delta t/2} = \frac{V(t_i + \Delta t) - V(t_i + \Delta t/2)}{\Delta t/2} = \frac{X(t_i + \Delta t) - 2X(t_i + \Delta t/2) + X(t_i)}{(\Delta t/2)^2},$$

де $X(t_i)$, $X(t_i + \Delta t/2)$ та $X(t_i + \Delta t)$ – координати положення об'єкту на початку, посередині та наприкінці часового інтервалу.

При реалізації даного методу величина Δt може бути задана з високою точністю при використанні кварцової стабілізації частоти. Тому похибка визначення $a_{\text{сеп}}$ залежить від похибки визначення координат положення об'єкту. При представленні координат



нат цифровим кодом величина a_{cep} буде визначатися як

$$a_{cep} = K \frac{N(t_i + \Delta t) - 2N(t_i + \Delta t/2) + N(t_i)}{(\Delta t/2)^2},$$

де $N(t_i + \Delta t)$ – цифровий код координати $X(t_i + \Delta t)$; $N(t_i)$ – цифровий код координати $X(t_i)$; K – коефіцієнт пропорційності.

Відносна похибка $\varepsilon_{a_{cep}}$ величини a_{cep} визначається як

$$\varepsilon_{a_{cep}} = \frac{\Delta_{a_{cep}}}{(a_{cep})_{\max}} = \frac{K [\Delta_{N(t_i + \Delta t)} - 2\Delta_{N(t_i + \Delta t/2)} + \Delta_{N(t_i)}]}{(a_{cep})_{\max} (\Delta t/2)^2},$$

де $\Delta_{a_{cep}}$ – абсолютна похибка величини a_{cep} ; $(a_{cep})_{\max}$ – максимальне значення величини a_{cep} ; $\Delta_{N(t_i + \Delta t)}$, $\Delta_{N(t_i + \Delta t/2)}$ та $\Delta_{N(t_i)}$ – похибки цифрових кодів координат положення наприкінці, посередині та на початку інтервалу Δt .

Зазвичай похибка $\Delta_{N(t_i)}$ є випадковою величиною, розподіленою за нормальним законом з середньоквадратичним відхиленням (СКВ) $\sigma[\Delta_{N(t_i)}]$, а відносна похибка $\varepsilon_{a_{cep}}$ визначення величини a_{cep} розглянутим способом має таке СКВ:

$$\sigma[\varepsilon_{a_{cep}}] = \frac{\sqrt{2} K \sigma[\Delta_{N(t_i)}]}{(a_{cep})_{\max} (\Delta t/2)^2}.$$

Розглянута похибка приводить до зменшення точності визначення координат і, як наслідок, прискорення й інших параметрів руху мобільного робота (МР).

1.2.2. Методи інерціальної навігації

Методи інерціальної навігації діляться на платформні (з стабілізованою платформою), та безплатформні (*Strapdown Inertial Navigation System*). Для розв'язання задачі оцінки параметрів руху використовують інерціальні вимірювальні прилади, до складу яких входять акселерометри, гіроскопи та магнітометри.

В платформних інерціальних навігаційних системах (ІНС) для приведення вимірювальних осей акселерометрів до площини горизонту та орієнтації їх в азимуті використовуються гіростабі-



лізовані платформи, що механічно розв'язують платформу від кутових переміщень об'єкту (для стабілізації платформи використовуються гіроскопи). Інерціальні методи з використанням гіростабілізованої платформи діляться на *метод обчислення географічних координат* (перетворення лінійних прискорень за осями нормальної системи координат в географічні координати місцезнаходження об'єкту), *напіваналітичний метод* (поворот платформи з кутовою швидкістю, що відповідає величині горизонтальної складової швидкості МР, отриманої при інтегруванні прискорення; перехід до нового положення рівноваги відбувається без коливань при періоді власних коливань системи “платформа – акселерометр – зворотний зв'язок” 84.4 хв. (періоді Шулера)) та *геометричний метод* (гіростабілізована платформа нерухома відносно інерціального простору, а акселерометр встановлений на площині визначника вертикалі, який моделює дійсну вертикаль або площину горизонту) [15]. Однак гіростабілізована платформа є прецизійним електромеханічним пристроєм, тому має великі споживану потужність, габарити та масу, складна при монтажі та дорога.

В безплатформних ІНС (БІНС) акселерометри та гіроскопи розміщені безпосередньо на борту МР, а функції гіростабілізованої платформи виконують бортові обчислювачі. Гіроскопи призначені для визначення кутів орієнтації МР відносно інерціальної системи відліку, а акселерометри вимірюють прискорення об'єкту за осями декартової системи координат. Тому, використовуючи гіроскоп, визначають поворот МР відносно вертикалі, а за результатами інтегрування виміряних значень прискорення визначають швидкість та пройденої дистанцію.

Гіроскопи і акселерометри, жорстко встановлені на борту МР, повинні мати задану точність в широкому діапазоні кутових швидкостей і прискорень та функціонувати за умов вібрацій і ударів. Кількість сенсорів має бути достатньою для отримання інформації про вектори уявного прискорення і абсолютної кутової швидкості МР. Залежно від складу інерціальних сенсорів БІНС реалізуються з використанням таких приладів: давачів кутової швидкості (ДКШ) і акселерометрів, тільки акселерометрів, акселерометрів і некерованих гіроскопів [13].



Різновидом методу інерціальної навігації є метод вимірювання параметрів руху за зіткненнями з нерівностями траси, згідно з яким акселерометр визначає інтервали часу між зіткненнями з нерівностями траси передніх і задніх коліс (на ділянках лінійного руху МР) [69]. На локальних ділянках траси або дороги завжди присутні нерівності, які переводяться в удари і поштовхи коліс МР, що детектуються акселерометром. Для МР з фіксованою колісною базою і вимірюваним інтервалом зіткнень з нерівностями дороги прискорення a визначається як

$$a = \frac{L_{KB}}{\Delta t_y^2},$$

де L_{KB} – колісна база; Δt_y – інтервал часу між ударами передньої і задньої осі.

Проблемою при реєстрації даних є необхідність розрізняти пару рознесених в часі піків прискорення від вібрацій осі приводу з урахуванням нерівностей на різних ділянках траси, що вимагає наявності системи фільтрації.

Основними блоками, необхідними для побудови БІНС (рис. 1.2), є [15]:

- блок акселерометрів – для визначення проекцій вектора уявного прискорення n на осі зв'язаного тригранника;
- блок перерахунку – для перетворення проекцій вектора уявного прискорення n на осі навігаційної (нормальної) системи координат (НСК);
- навігаційний алгоритм – для визначення координат МР і швидкостей, а також формування компонент вектора абсолютної кутової швидкості НСК ω_g ;
- блок гіроскопів – для визначення проекцій вектора абсолютної кутової швидкості ω на ребра зв'язаного тригранника;
- алгоритм орієнтації – для розв'язання задачі орієнтації і формування матриці переходу C для блоку перерахунку (реалізується з використанням таких параметрів, як кути Ейлера-Крилова, напрямні косинуси, кватерніони та ін.).

Використовуючи систему гіроскопів, теоретично можна отримати всі три кути відхилення (крену, тангажу та курсу). Для наземних МР найбільш цікавим є кут повороту навколо вертика-



льної осі (курсу або рискання). Однак при практичній реалізації з'ясовуються нюанси використання гіроскопів на МР.

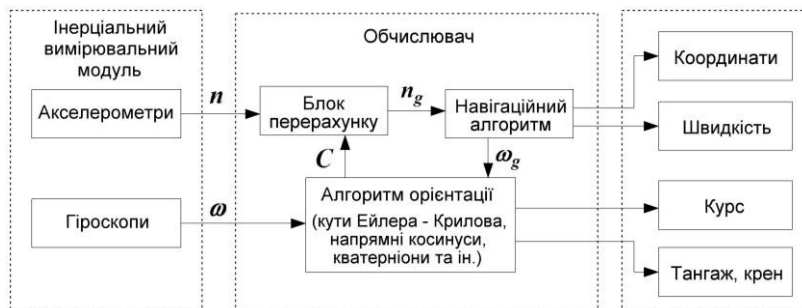


Рис. 1.2. Узагальнена функціональна схема БІНС

1. На МР недоцільно встановлювати механічні гіроскопи через їх великі розміри. Тому використовуються мініатюрні гіроскопи, виконані у вигляді мікроелектромеханічних систем (МЕМС), у яких інформативним параметром є кутова швидкість, при цьому необхідно проводити інтегрування або просте сумування (для аналогового або дискретного вихідного сигналу). Тому оцінка повороту навколо осі є наближеною і залежить від частоти дискретизації сигналу [20]:

$$\alpha(t) = \int_0^t \omega(t) dt; \quad \alpha_{i+1} = \alpha_i + \omega_i \Delta t.$$

2. У гіроскопів наявний дрейф нуля, що приводить до зміни кута навіть в статичному положенні. Величина дрейфу залежить від типу гіроскопа, а діапазони накопиченої помилки для різних типів сенсорів наведені в [6].

3. Інтегрування і обробка даних сенсора з необхідною для достатньої точності частотою створює високе обчислювальне навантаження, для якого може виникнути потреба у виділенні окремого мікроконтролера.

Наявність в інерціальній системі акселерометрів дозволяє визначати величини лінійних прискорень МР. Чисельне інтегрування прискорення дозволяє перейти до швидкості, а повторне інтегрування – до переміщення протягом будь-якого інтервалу часу. Однак інтегрування приводить до накопичення помилки. Крім того, акселерометри чутливі до інтенсивних високочастот-



них завад, для боротьби з якими використовуються фільтри різних типів (фільтр Калмана, “альфа-бета” фільтр та ін.). Однак такі фільтри складні в реалізації, потребують підбору або розрахунку коефіцієнтів і ресурсоємні для реалізації на мікроконтролері.

1.2.3. Одометричні методи

Одометрія – використання даних про рух приводів для оцінки переміщення і не є методом визначення положення. Використовується в МР для підрахунку пройденої відстані. В типових схемах одометрії МР використовуються енкодери, які зчитують кут повороту коліс (рис. 1.3, а). При використанні в енкодерах коду Грея можна відслідковувати ще й напрямок обертання.

За результатами вимірювання кількості обертів приводного валу і валу рульового управління навігаційна система оцінює положення, напрямок, швидкість і прискорення МР. На рис. 1.3, б пояснюється вимірювання відстані одометром, згідно з яким кількість обертів перетворюється в лінійну зміну переміщення L :

$$L = \frac{\pi D N_E}{N_C},$$

де D – діаметр колеса робота; N_E – виміряна кількість імпульсів сенсора; N_C – кількість імпульсів сенсора на оберт колеса.

При реалізації мобільної платформи з двома незалежними двигунами (рис. 1.3, в) для оцінки положення використовують такі співвідношення:

$$C(t_1) = C(t_0) + \frac{D_R - D_L}{W} [\rho \Delta \theta]; \quad D(t_0, t_1) = \frac{D_R + D_L}{2}, \quad (1.3)$$

де $C(t_0)$ – кутове положення МР в момент часу t_0 ; D_R та D_L – переміщення відповідно правого та лівого коліс робота; W – ширина робота; $D(t_0, t_1)$ – переміщення МР за інтервал часу $[t_0, t_1]$; $\theta = (D_R - D_L)/W$ – миттєвий кут повороту МР.

Криволінійну траєкторію руху можна розділити на лінійні ділянки, для яких справедливими є формули (1.3), та визначити декартові координати МР:

$$X(t_1) = X(t_0) + D(t_0, t_1) \cdot \cos(C(t_1));$$

$$Y(t_1) = Y(t_0) + D(t_0, t_1) \cdot \sin(C(t_1)).$$



Зв'язок між початковою P_0 і кінцевою P_1 позиціями МР задається таким чином:

$$\vec{P}_0 = \begin{bmatrix} X(t_0) \\ Y(t_0) \\ C(t_0) \end{bmatrix}; \quad \vec{P}_1 = \begin{bmatrix} X(t_1) \\ Y(t_1) \\ C(t_1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X(t_0) \\ Y(t_0) \\ C(t_0) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} D(t_0, t_1) \cdot \cos(C(t_0) + \theta) \\ D(t_0, t_1) \cdot \sin(C(t_0) + \theta) \\ \theta \end{bmatrix}.$$

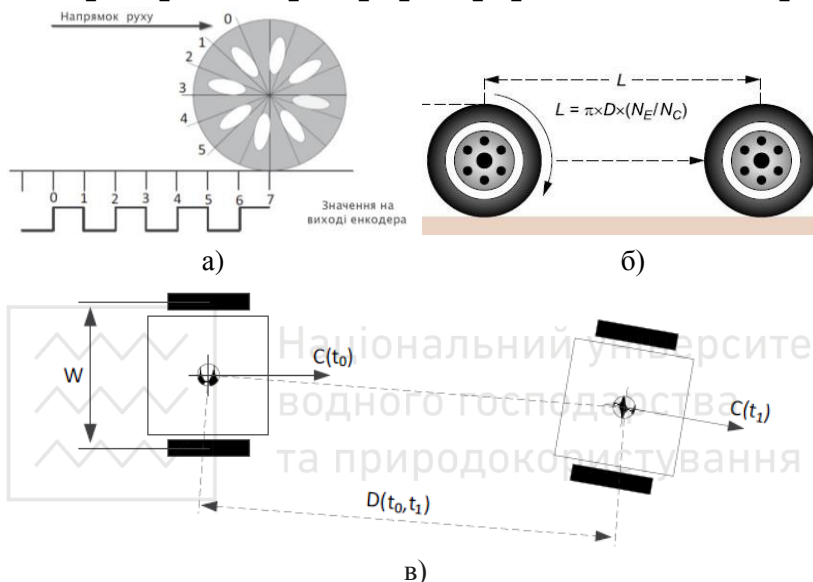


Рис. 1.3 До вимірювання параметрів руху одометром: а) – принцип роботи енкодера; б) – вимірювання відстані одометром; в) – оцінка переміщення платформи з диференціальним приводом

Такий підхід характеризується простотою реалізації (функція вимірювання безпосередньо пов'язана з системами приводу і управління), низькими вимогами до обчислювальних пристроїв та дешевизною, однак має ряд недоліків [20]:

- неможливість врахування “просковзування” або “заклинювання” коліс;

- недостатня точність, пов'язана з похибками вимірювання діаметрів коліс та їх різними розмірами (геометрія шини залежить від стану протектора, тиску в шині, температури і ваги колеса, які можуть змінюватися з часом), а також низькою розділь-



ною здатністю енкодерів;

- потребує високої частоти обробки даних для відстеження мінімальних відмінностей у переміщенні коліс (особливо важливо при переміщенні МР за S-подібними траєкторіями при об'їзді перешкод);

- може використовуватися для обчислення положення МР відносно початкової точки, однак не дає інформації про положення робота у просторі відносно інших об'єктів (стіл, дверей, дерев, парканів, будівель);

- нереалізованість методу для літальних, плаваючих та крокуючих МР.

Зазначені недоліки приводять до вимушеної необхідності вводити для таких вимірювальних систем "опорні точки", в яких враховують або компенсують накопичені похибки. Однак такий підхід реалізується тільки для позиціонування на заздалегідь відомій території. Тому одометрія є недорогим методом забезпечення достатньої короткотривалої точності при високій частоті дискретизації. Однак необхідно враховувати, що накопичення похибки приводить до збільшення похибки орієнтації, яка збільшується пропорційно переміщенню МР.

При переміщенні МР по нерівній поверхні, особливо для крокуючих роботів, використовується візуальна одометрія – процес отримання одометричної інформації при використанні послідовності зображень з камер МР [20]. Вона дозволяє покращити навігаційну точність незалежно від способу переміщення та для більшості типів поверхні (за виключенням водних), однак має такі недоліки:

- алгоритм практично не працює з однотипними зображеннями;

- необхідність високої швидкості захоплення зображення (при використанні систем з частотою отримання кадрів порядку десятків кГц);

- високі обчислювальне навантаження та вартість камер.

1.2.4. Локаційні методи

За діапазоном частот використовуваних зондувальних сигналів діляться на ультразвукові ((30÷100) кГц), радарні ((18÷110) ГГц) та оптичні ((10^{13} ÷ 10^{14}) Гц).



Ультразвукові методи ґрунтуються на вимірюванні часової затримки відбитих від перешкоди або іншого об'єкту ультразвукових коливань. Основним вимірюваним параметром є дальність до перешкоди, а швидкість та прискорення розраховуються за результатами декількох вимірювань відстані за інтервал часу.

Система ультразвукового зору МР (спрощено – ультразвуковий далекомір) складається з двох частин: сенсорного вузла, який є класичним імпульсним локатором і виконує вимірювання дальності, та приймального вузла, який отримує інформацію від сенсорного вузла і проводить обчислення параметрів руху.

Відстань до об'єкту L визначається за співвідношенням

$$L = 0.5V_3T_{\text{ЛН}}N, \quad (1.4)$$

де N та $T_{\text{ЛН}}$ – кількість та період лічильних імпульсів; V_3 – швидкість ультразвуку в повітрі, яка суттєво залежить від температури та меншою мірою від атмосферного тиску, вологості та швидкості вітру на відкритих ділянках траси.

За законами класичної аеродинаміки швидкість звуку в повітрі визначають за формулою $V_3 = 20.046 \cdot \sqrt{T}$, де T – абсолютна температура (К), або за емпіричним співвідношенням $V_3 = 331.4 + 0.6 t^\circ$ [10]. Однак останній вираз використовується в діапазоні температур $(-100 \dots +200)^\circ\text{C}$ і не враховує інших кліматичних факторів, крім температури, а діапазон робочих температур навігаційної апаратури МР в більшості практичних випадків не перевищує $(-30 \dots +80)^\circ\text{C}$, що приводить до необхідності уточнення зазначених співвідношень.

Оптичні або лідарні методи вимірювання параметрів руху в мобільній робототехніці реалізуються при використанні в навігаційній системі МР лідара.

Лідар (*Light Identification Detection and Ranging* – світлове виявлення та визначення дальності) – технологія отримання та обробки інформації про віддалені об'єкти за допомогою активних оптичних систем, які використовують явища відбиття світла та його розсіювання в прозорих та напівпрозорих середовищах. Лідар (або лазерний радар) як прилад є як мінімум активним далекоміром оптичного діапазону. Скануючі лідари в системах машинного зору формують дво- або тримірну картину навколиш-



нього простору, а “атмосферні” або доплерівські лідари визначають напрямок і швидкість переміщення, а також прискорення. Однак вони мають невисоку надійність при визначенні параметрів руху об’єктів, тому що відбиття від похилих площин складної форми «заплутують» лідар.

Лідар кругового огляду безпілотного транспортного засобу розробки Університету бундесверу в Мюнхені має кутову роздільну здатність $0,01^\circ$ при динамічному діапазоні оптичного приймача $1:10^6$, що відповідає ефективному радіусу огляду 120 м, а для досягнення прийнятної швидкості сканування використовує пучок з 64 розбіжних лазерних променів (один повний «кадр» вимагає одного обороту дзеркала [70]). Використовується разом з спрямованою мультифокальною камерою огляду та БІНС. Крім того, лідар є одним з основних компонентів навігаційної системи безпілотних автомобілів *GoogleCar* та *Tesla*.

Системи машинного зору ближнього радіусу дії для роботів, основані на скануючому лідарі IBM, формують циліндричну розгортку з кутом охоплення горизонту 360° і вертикальним кутом зору до $(-30...+30)^\circ$. Відстань до цілей (при носійній 10 МГц – не більше 15 м) пропорційна зсуву фаз між опорним генератором, модулюючим джерело світла, та відбитим сигналом. Лідар IBM має високу кутову роздільну здатність, на практиці обмежену тільки швидкодією процесора, що обробляє тривимірну «картинку» лідара, та системи автоматичного регулювання рівня сигналу на виході приймача [34].

Перевагами лідара є малі розміри, великий кут огляду (до 360°), значний радіус дії до 250 м, невисока вартість та безпечність для ока людини, а недоліками – чутливість до зміни рельєфу місцевості та зменшення ефективності при погіршенні погодних умов (дощ, сніг, туман) і при забрудненні сенсора.

Радарні методи основані на використанні радару або радіолокаційної станції (від *Radio Detection and Ranging* – радіовиявлення і вимірювання дальності) – системи для виявлення рухомих об’єктів, а також для визначення дальності до них, їх швидкості, прискорення та геометричних параметрів. За принципом дії радари діляться на первинні або пасивні, вторинні або активні та комбіновані.

Пасивний радар використовується для виявлення рухомих



об'єктів при опроміненні їх радіосигналом та наступним прийомом відбитого сигналу. Оскільки швидкість радіосигналів (швидкість світла) є сталою, то відстань до об'єкта визначають за результатами вимірювань різних параметрів відбитого сигналу.

Відмінності в принципі дії радарів ґрунтуються на різних методах формування випроміненого та обробки відбитого сигналу. При частотному методі випромінюється неперервний сигнал, частота якого за період змінюється за лінійним законом від f_1 до f_2 , а час запізнення визначається за різкою зміною частоти різницевого сигналу. Перевагами такого методу є можливість вимірювання малих відстаней і використання малопотужного передавача, а недоліками – необхідність використання двох антен, високі вимоги до лінійності зміни частоти та погіршення чутливості приймача внаслідок потрапляння через антену в приймальний тракт випромінювання передавача, інтенсивність якого є випадковою величиною.

Фазовий (когерентний) метод оснований на виділенні та аналізі різниці фаз між випроміненим та відбитим від об'єкта сигналом, яка виникає за рахунок ефекту Доплера при відбитті сигналу від рухомого об'єкта. Передавач може працювати як в неперервному, так і в імпульсному режимі. Даний метод дозволяє виявляти тільки рухомі об'єкти, що виключає завади від нерухомих об'єктів, розташованих між приймачем та об'єктом (або за ним). Недоліками методу є погіршення чутливості приймача та низька роздільна здатність за дальністю.

Імпульсний метод використовується в радарах при випроміненні коротких імпульсних сигналів тривалістю $(1\div 10)$ мкс та шпаруватістю $10^3\div 10^4$, величина якої залежить від максимальної дальності виявлення, потужності передавача, коефіцієнта спрямованості дії антени та чутливості приймача. Перевагами такого методу є можливість побудови радара з однією антеною і можливість вимірювання дальності до декількох об'єктів, а недоліками – необхідність генерування великих імпульсних потужностей передавача та порівняно велика мертва зона.

Для виключення пасивних завад в імпульсних радарах використовується селекція рухомих цілей (СРЦ), при якій порівнюються відбиті сигнали як мінімум від двох випромінених імпульсів. Недоліком, який не виключається СРЦ при постійній частоті



імпульсів, є неможливість виявлення об'єктів зі специфічними швидкостями, що відповідають зміні фаз на 2π . Для виключення цього недоліку радар випромінює імпульси з різними частотами повторення.

В імпульсно-доплерівських радарах, на відміну від радарів з СРЦ, прийнятий сигнал з інформацією про об'єкти та завади подається на вхід блоку фільтрів Доплера, кожний з яких пропускає сигнал визначеної частоти та обчислює похідну від сигналу. Такі радари можуть знаходити об'єкти із заданими швидкостями та реалізуються як апаратно, так і програмно. Сучасні радари реалізуються в основному програмно, тому що мають ряд переваг: можливість вибору алгоритму, зміни його параметрів, а також додавання алгоритмів при зміні прошивки.

Вторинні радари використовуються для впізнання об'єктів, а їх особливістю є використання активного відповідача на об'єкті для визначення його положення і параметрів руху. Їх перевагами є більші точність та дальність виявлення, наявність додаткової інформації про об'єкт і менша потужність випромінювання.

Радари працюють в діапазонах К (18÷27) ГГц та W (75÷110) ГГц (за класифікацією IEEE/ITU). Використання радарних сенсорів в мобільній робототехніці є доцільним при повному тумані, інтенсивному дощу або снігопаді, сильному задимленні атмосфери або при сліпучому світлі. Порівняння ефективності використання різних методів вимірювання за різних погодних умов наведено в таблиці 1.1, що підтверджує всепогодну ефективність радарних методів.

Таблиця 1.1
Ефективність локаційних методів за різних погодних умов

Погодні умови	Радарні методи	Візуальна одометрія	Ультразвукові методи	Оптичні методи
Денне світло	+	+	+	+
Сліпуче світло	+	+/-	+	+/-
Темнота	+	-	+	+
Бруд і сльота	+	+/-	-	+/-
Дощ, сніг	+	+/-	-	-



1.2.5. Радіонавігаційні методи

Згідно даних методів відстеження переміщення та оцінка параметрів руху об'єктів проводиться супутниковими радіонавігаційними системами (СРНС) типу GPS або GLONASS. GPS – супутникова система навігації, що забезпечує вимірювання відстані, швидкості, часу і визначення місцезнаходження [32, 46]. Дозволяє в будь-якому місці Землі визначати координати та швидкість об'єктів. Система розроблена, реалізована та експлуатується Міністерством оборони США.

Глобальна навігаційна супутникова система (ГЛОНАСС, GLONASS) – радянська та згодом російська супутникова система навігації, розроблена на замовлення Міністерства оборони СРСР і є основною альтернативою GPS [11, 17].

Основним принципом використання СРНС є формування оцінок координат, складових швидкості і прискорення МР та точного часу в результаті обробки радіосигналів, прийнятих від навігаційних супутників (НС). Відстань (дальність) обчислюється за часовою затримкою поширення сигналу між моментами випромінювання його супутником і приймання антеною GPS-приймача [19].

Найбільш простий **дальномірний метод** при радіонавігаційних вимірюваннях [1, 18] оснований на вимірюванні дальності D_i між i -м НС та МР. Навігаційним параметром є дальність D_i , а поверхнею положення – сфера з радіусом D_i та центром, розташованим в центрі мас i -го НС. Рівняння сфери має вигляд

$$D_{i(1)} = \sqrt{(X_{ef.i} - X)^2 + (Y_{ef.i} - Y)^2 + (Z_{ef.i} - Z)^2}, \quad (1.5)$$

де $X_{ef.i}$, $Y_{ef.i}$, $Z_{ef.i}$ – відомі на час вимірювання координати i -го НС (з врахуванням його переміщення за час поширення сигналу); X , Y , Z – координати МР.

Координати МР визначаються координатами точок перетину трьох поверхонь положення (трьох сфер), тобто для реалізації даного методу необхідно виміряти дальність за (1.5) для трьох НС, а навігаційна функція є системою з трьох рівнянь виду (1.5). Така система рівнянь є нелінійною, тому виникає проблема неоднозначності визначення координат МР, яка виключається за до-



помогою додаткової інформації (орієнтовні координати МР, його радіальна швидкість та ін.).

В СРНС внаслідок великого розкиду передавальної та приймальної позицій фіксація моментів випромінювання та приймання сигналу не може проводитися в одній шкалі часу, тому що випромінювання сигналу з борту НС визначається за бортовою шкалою часу (БШЧ) $t_{випр}^{БШЧ}$, а час приймання сигналу – за шкалою часу мобільного робота ШЧМР) $t_{np}^{ШЧМР}$, тобто розв'язується задача визначення тривалості між моментами часу, заданими в різних шкалах (псевдозатримки). Якщо $T_{np}(t_{np}^{ШЧМР})$ – значення часу за ШЧМР в момент часу $t_{np}^{ШЧМР}$, а $T_{випр}(t_{випр}^{БШЧ})$ – значення часу за БШЧ в момент часу $t_{випр}^{БШЧ}$, то значення псевдозатримки та відповідної їй псевдодальності [17], зв'язані через швидкість світла c , визначаються як

$$\begin{aligned}\hat{\tau}(t_{np}^{ШЧМР}) &= T_{np}(t_{np}^{ШЧМР}) - T_{випр}(t_{випр}^{БШЧ}), \\ \hat{D}(t_{np}^{ШЧМР}) &= c \hat{\tau}(t_{np}^{ШЧМР}), \quad \hat{D} = c \hat{\tau}.\end{aligned}\quad (1.6)$$

Тому що шкали $t^{БШЧ}$ та $t^{ШЧМР}$ відрізняються, відмінність їх характеристик приводить до виникнення похибки $T'(t_{np}) = T_{ШЧМР}(t_{випр}) - T_{БШЧ}(t_{випр})$:

$$\hat{\tau}(t_{np}) = T_{ШЧМР}(t_{np}) - T_{ШЧМР}(t_{випр}) - T'(t_{np}) = \tau_o(t_{np}) - T'(t_{np}), \quad (1.7)$$

де $\tau_o(t_{np})$ – дійсне значення оцінки затримки (визначається за одною з шкал часу).

Якщо БШЧ для всіх НС ідентичні (при взаємній синхронізації цих шкал та корекції показів часу за ними), то з врахуванням (1.6) та (1.7) формулу для визначення псевдодальності $\hat{D}(t_{np}^{ШЧМР})$ відносно i -го НС, яка є основою **псевдодальномірною методу** визначення координат МР, записують так [26]:

$$\hat{D}_i(t_{np}^{ШЧМР}) = \hat{D}_{i.дійсн}(t_{np}^{ШЧМР}) + D', \quad (1.8)$$

де $D' = cT'(t_{np}^{ШЧМР})$, а отримане співвідношення відрізняється від (1.5) наявністю параметра D' і різними моментами часу визна-



чення координат МР та НС.

Навігаційним параметром псевдодальномірною методу є \hat{D}_i . Вимірювання псевдодальностей до трьох НС приводить до системи трьох рівнянь з чотирма невідомими: X, Y, Z, D' , а для виключення невизначеності проводять додаткове вимірювання псевдодальності до четвертого НС. Даний метод не накладає жорстких обмежень на значення $D' = ct'$, пропорційного зміщенню ШЧМР, і дозволяє одночасно з визначенням місцезнаходження обчислювати зсув шкали часу МР.

Необхідність знаходження у зоні видимості чотирьох НС ставить жорсткі вимоги до структури мережі НС, які виконуються тільки для середньоорбітальних СРНС. Для низькоорбітальних СРНС параметри групування НС (кількість супутників та їх розташування) зазвичай забезпечують періодичну видимість в зоні МР максимум двох НС, тому визначення координат відбувається не в реальному часі, а після проведення послідовних вимірювань за сигналами одного НС.

Різницево-дальномірний і псевдорізницево-дальномірний методи ґрунтуються на вимірюванні різниці дальності або псевдодальності від МР до декількох НС [17]. При використанні дальностей (1.5) в **різницево-дальномірному методі** формуються три різниці $\Delta D_{ij} = D_i - D_j$ до трьох НС (навігаційні параметри).

За (1.8) (**псевдорізницево-дальномірний метод**) також формуються три різниці $\Delta D_{ij}(t_{np}^{ШЧМР}) = \hat{D}_i(t_{np}^{ШЧМР}) - \hat{D}_j(t_{np}^{ШЧМР})$, для яких псевдодальності $\hat{D}_i(t_{np}^{ШЧМР})$ та $\hat{D}_j(t_{np}^{ШЧМР})$ визначаються в приймачі в один момент часу $t_{np}^{ШЧМР}$, однак моменти випромінювання $t_{випр}^{ШЧМРi}$ та $t_{випр}^{ШЧМРj}$ сигналів для різних НС не однакові.

Точність визначення координат МР псевдорізницево-дальномірним та псевдодальномірним методами однакова. Недоліком псевдорізницево-дальномірною методу є неможливість вимірювання зміщення D' і зміщення шкали часу МР.

Радіально-швидкісний (доплерівський) метод призначений для визначення складових вектора швидкості МР і основа-



ний на вимірюванні доплерівських зсувів частот сигналів від трьох НС: $f_{D,i} = \frac{\dot{D}_i}{\lambda_i}$, $i = \overline{1, 3}$, де λ_i – довжина хвилі носійної i -го

радіосигналу; \dot{D}_i – радіальна швидкість зближення МР та i -го НС.

В механіці радіальну швидкість визначають як похідну від (1.5) за часом:

$$\dot{D}_i = \frac{(x_i - x)(\dot{x}_i - \dot{x}) + (y_i - y)(\dot{y}_i - \dot{y}) + (z_i - z)(\dot{z}_i - \dot{z})}{D_i} = C_i^T (V_i - V), \quad (1.9)$$

де $V_i = |\dot{x}_i, \dot{y}_i, \dot{z}_i|^T$ – вектор швидкості i -го НС; $V = |\dot{x}, \dot{y}, \dot{z}|^T$ – век-

тор швидкості МР; $C_i = \left| \frac{x_i - x}{D_i}, \frac{y_i - y}{D_i}, \frac{z_i - z}{D_i} \right|^T$ – вектор напрям-

них косинусів, що характеризує напрямок на i -ий НС з місця розташування МР.

При відомих векторах C_i , V_i , $i = \overline{1, 3}$ і трьох вимірюваннях \dot{D}_i з (1.9) однозначно визначається вектор швидкості МР V . Вектор напрямних косинусів можна визначити за дальномірними вимірюваннями (1.5). Інший підхід оснований на вимірюванні радіальних швидкостей \dot{D}_i протягом часу Δt та їх інтегруванні:

$$N_i(t) = \int_t^{t+\Delta t} \dot{D}_i(t) dt = D_i(t + \Delta t) - D_i(t). \quad (1.10)$$

В результаті визначаються «нові еквівалентні вимірювання» $N_i(t)$, що відповідають різницево-дальномірному методу, однак при цьому різниці дальностей формуються за вимірюваннями дальностей для одного НС для різних моментів часу. В цьому випадку отримують співвідношення, аналогічне (1.9):

$$\dot{D}_i(t_2) = C_i^T(t_2) [V_i(t_1) - V(t_2)]; \quad (1.11)$$

$$C_i^T(t_2) = \left| \frac{x_i(t_1) - x(t_2)}{D_i(t_2)}, \frac{y_i(t_1) - y(t_2)}{D_i(t_2)}, \frac{z_i(t_1) - z(t_2)}{D_i(t_2)} \right|^T. \quad (1.12)$$

Радіальній швидкості зближення відповідає доплерівський зсув частоти прийнятого сигналу відносно номінального значення f_i частоти носійної:



$$f_{Д.і}(t_2) = -\frac{\dot{D}_i(t_2)}{\lambda_i} = -\frac{C_i^T(t_2)[V_i(t_1) - V(t_2)]}{\lambda_i}. \quad (1.13)$$

Як і в різницево-дальномірному та псевдорізницево-дальномірному методах, в точці випромінювання використовується БШЧ $(t_{випр}^{БШЧі})$ i -го НС, в точці прийому сигналу – ШЧМР $(t_{np}^{ШЧМР})$, псевдодальність $\hat{D}_i(t_{np}^{ШЧМР})$ визначається за (1.8), а співвідношення для псевдошвидкості можна записати як

$$\hat{D}_i(t_{np}^{ШЧМР}) = C_i^T(t_{np}^{ШЧМР})[V_i(t_{випр}^{БШЧі}) - V(t_{np}^{ШЧМР})] + V'(t_{np}^{ШЧМР}). \quad (1.14)$$

Параметр $\hat{D}_i(t_{np}^{ШЧМР}) = \hat{V}_i(t_{np}^{ШЧМР})$ є псевдошвидкістю, а відповідна їй величина $\hat{f}_{Д.і} = \lambda_i^{-1} \hat{V}_i(t_{np}^{ШЧМР})$ – псевдодоплерівським зсувом частоти, визначення якої приводить до **псевдорадіально-швидкісного (псевдодоплерівського) методу**.

В роботі [26] показано, що

$$\hat{f}_{Д.і}(t_{np}^{ШЧМР}) = f_i^{БШЧ} \frac{d\hat{\tau}(t_{np}^{ШЧМР})}{dt_{np}^{ШЧМР}}, \quad (1.15)$$

де $f_i^{БШЧ}$ – номінальне значення частоти носійної i -го НС в його шкалі часу.

При інтегруванні (1.14) на інтервалі Δt , отримуємо різницю псевдодальностей для двох моментів часу. Якщо при цьому знехтувати зміною зміщення D' , то отриманий результат буде аналогічним різницево-дальномірному методу.

При **різницево-радіально-швидкісному методі** визначають три різниці $\Delta \dot{D}_{ij} = \dot{D}_i - \dot{D}_j$ двох радіальних швидкостей НС. Враховуючи (1.9), отримаємо

$$\Delta \dot{D}_i = C_i^T(V_i - V) - C_j^T(V_j - V). \quad (1.16)$$

Різниці можна обчислювати відносно одного або різних НС, а при обчисленні використовувати псевдошвидкості \hat{D}_i (при відніманні компенсується невідоме зміщення \dot{D}'_i якщо вважати, що воно однакове для різних НС). Точність визначення складових



вектора швидкості в різницево-радіально-швидкісному методі буде такою самою, як і в псевдорадіально-швидкісному методі. Перевагою методу є його нечутливість до нестабільності еталонів частоти й інших випадкових зсувів, а недоліком – неможливість оцінки нестабільності еталонів частоти.

Комбіновані методи, крім СРНС, використовують додаткові вимірювачі МР. Так, в дальномірному методі при наявності у МР висотоміра H замість вимірювання трьох дальностей до НС вимірюють дві, а навігаційна функція включає два рівняння типу (1.5) та рівняння вимірювання висоти (R_3 – радіус Землі):

$$(R_3 + H)^2 = x^2 + y^2 + z^2. \quad (1.17)$$

Інший варіант використання комбінованих методів полягає в заміні сукупності одночасних вимірювань на комбінацію одночасних та послідовних вимірювань або на сукупність тільки послідовних вимірювань (для псевдодальномірного методу заміна одночасних вимірювань за чотири НС на два послідовних вимірювання за двома НС або чотири послідовних вимірювання за одним НС).

1.2.6. Метод парціальних прискорень

Даний метод оснований на динамічному аналізі швидкісних властивостей МР при заміні змішаної векторної суми сил і прискорень в рівняннях динаміки на однорідну векторну суму прискорень, що спрощує як логіку алгоритмізації обробки експериментальних даних, так і її програмно-апаратну реалізацію [2].

Запропонований в [4] метод парціальних прискорень, за аналогією до принципу Даламбера, полягає у приведенні рівнянь динаміки до рівнянь кінематики, а не до рівнянь статички. Тому такий принцип автори називають принципом кінетодинаміки на відміну від традиційного принципу кінетостатички Даламбера.

Рівняння динаміки для матеріальної точки механічної системи має вигляд

$$m_n \dot{v}_n = F_n^e + F_n^i, \quad (1.18)$$

де F_n^e і F_n^i – відповідно сума зовнішніх і внутрішніх сил (до яких входять як активні сили, так і сили реакції), що діє на n -ну точку.

Розділивши обидві частини рівняння (1.18) на масу точки



m_n , отримаємо

$$\dot{v}_n = \frac{F_n^e}{m_n} + \frac{F_n^i}{m_n} = \dot{v}_n^e + \dot{v}_n^i. \quad (1.19)$$

Дроби в рівнянні (1.19) є парціальними прискореннями n -ої точки механічної системи у випадку, якщо на точку діяла б тільки одна з розглянутих сил, і є проявом принципу суперпозиції в механіці. Рівняння (1.18) і (1.19) складені для колінеарної системи векторів. Для просторової системи (1.19) набуває вигляду

$$\vec{\dot{v}}_n = \vec{\dot{v}}_n^e + \vec{\dot{v}}_n^i = \vec{i}(x_n^e + x_n^i) + \vec{j}(y_n^e + y_n^i) + \vec{k}(z_n^e + z_n^i), \quad (1.20)$$

де $\vec{i}, \vec{j}, \vec{k}$ – основні вектори або орти; $x_n^e, y_n^e, z_n^e, x_n^i, y_n^i, z_n^i$ – модулі проекцій векторів парціальних прискорень на координатні осі.

Таким чином, знаючи величину сили в (1.19), можна через масу об'єкту m_n визначити невідомі парціальні прискорення.

1.2.7. Інтегровані методи

Задачею комплексної обробки навігаційної інформації є сумісна обробка даних навігаційних вимірювань для визначення основних навігаційних параметрів МР з максимально можливою точністю, яка залежить від якості сенсорів навігаційної інформації та алгоритмів обробки навігаційних сигналів. Відомо багато робіт [3, 6, 7, 27, 29, 39, 40, 52, 57], в яких розв'язуються задачі комплексування різнорідних даних та розглянуто різні системи комплексування, проводиться аналіз похибок навігаційних систем і адекватність реальним фізичним процесам.

Сучасні задачі керування складними навігаційними системами приводять до доцільності розробки та використання різних схем комплексної обробки різнорідних даних. Однак в літературі не в повній мірі розв'язані задачі комплексування даних, отриманих в різних системах координат (зв'язаній, географічній, полярній або сферичній) в режимі руху об'єктів з малими або нульовими швидкостями (в таких режимах потрібна найбільша точність), при цьому необхідно враховувати обчислювальну складність та надійність синтезованих алгоритмів.

Навігаційна система МР може бути реалізована на основі інтеграції ІНС на основі МЕМС інерціальних сенсорів та СРНС



GPS або локаційних методів, при цьому реалізується варіант оцінювання похибок ІНС [6, 7, 39, 40, 57]. Тут на основі методів оптимальної лінійної стохастичної фільтрації забезпечується періодичне корегування розв'язку навігаційної задачі та списання похибок ІНС за дискретною інформацією з супутникової бортової апаратури. Однак втрата нелінійних взаємозв'язків внаслідок лінеаризації моделей первинних супутникових вимірювань та похибок більш грубих МЕМС сенсорів приводить до проблем зі збіжністю неперервно-дискретних фільтрів [6, 40]. Крім того, в роботах [3, 7, 27, 41, 43, 56] показано, що за умов погіршення якості супутникових вимірювань час встановлення оцінок може досягати десятків хвилин, що є неприпустимим для навігаційних систем МР, які функціонують в реальному часі.

В роботі [30] запропоновано інтегровану реалізацію з більш точним визначенням навігаційних параметрів наземних МР за умов «затіненого» неба, тривалим автономним (інерціальним) режимом роботи при збоях СРНС та достатньою завадостійкістю при порівняно низькій динамічній рухливості МР.

В будь-якому випадку оптимальне рішення для навігації полягає у використанні інтеграції одразу декількох систем, які доповнюють одна одну. Конкретна комбінація залежить від задач, покладених на МР, та наявних обмежень (точність, габаритні розміри, споживана потужність, вартість та ін.).

На підставі проведеного аналізу на рис. 1.4 наведена класифікація методів вимірювання прискорення [22].

1.3. Акселерометри – принципи роботи, параметри, класифікація

Акселерометр є сенсором, який використовується для вимірювання прискорення або сили, викликаного прискоренням інерційної маси. Фізичною моделлю акселерометра є сейсмічна (інерційна) маса, підвішена на закріпленій в нерухомому корпусі пружині (елементарною коливальною системою з одним ступенем свободи x в напрямку вимірювальної осі). При дії прискорювальної сили F інерційна маса m набуває прискорення a , тоді за другим законом Ньютона $F = ma$.

Сила пружності (жорсткості) пружини в цій моделі зрівнова-



жує (демпфує) переміщення інерційної маси m відносно корпусу, тобто $F = kx$, де k – жорсткість пружини, x – переміщення маси m відносно вихідного положення. З останніх двох формул слідує, що $a = x \cdot \frac{k}{m}$, де $\frac{k}{m}$ – конструктивний параметр сенсора.



Рис. 1.4. Класифікація методів вимірювання прискорення

Відповідно до даної елементарної моделі однією з основних класифікаційних ознак акселерометрів є відмінність у способах отримання електричного сигналу при детектуванні руху інерційної маси [24].

1.3.1. Основні технічні параметри та характеристики акселерометрів

Акселерометри характеризуються більш ніж 40 параметрами і характеристиками, які використовуються для оцінки їх працездатності, точності та можливості виконання конкретних вимірювальних задач. Технічні параметри та характеристики акселерометрів прийнято ділити на метрологічні і експлуатаційні [31].

Найбільш важливими метрологічними характеристиками ак-



селерометрів є їх точнісні характеристики, коефіцієнти перетворення та впливу, а також частотні та часові характеристики. Основними експлуатаційними характеристиками є маса і габаритні розміри, спосіб кріплення на об'єкті та захищеність від впливу навколишнього середовища і джерел завад. Іноді можуть бути необхідними еквівалентна електрична ємність акселерометра, резонансні частоти незакріпленого акселерометра у повздовжньому і закріпленого у поперечному напрямках та ін.

Одним з основних параметрів, що є вирішальним фактором при виборі акселерометра для конкретної задачі, є діапазон вимірюваного прискорення. За цією ознакою виділяють акселерометри для детектування малих $\pm(1..20)g$ (*Low-g*) та $\pm(20..250)g$ і вище (*High-g*) прискорень. Інші класифікаційні ознаки характеризують кількість вимірювальних осей, тип виходу, частотний діапазон та ін.

Важливим показником роботи акселерометра є часова стабільність його метрологічних характеристик і стабільність до впливу зовнішніх дестабілізуючих факторів. В екстремальних умовах експлуатації акселерометрів можливі як оборотні, так і незворотні зміни їх коефіцієнтів перетворення та інших характеристик, що обмежує умови їх використання і є одним з найсуттєвішим їх недоліком.

За фізичною моделлю функціональне призначення акселерометра полягає в отриманні лінійної функції перетворення (залежності вихідної напруги U від прискорення a) переважно в аналоговому або ШІМ-форматі (рис. 1.5).

На рис. 1.5 введено такі позначення: a_{\min} , a_{\max} – границі діапазону зміни прискорення; $G_{\max} = a_{\min} + a_{\max}$ – максимальний діапазон; U_{High} , U_{Low} – обмежувальні рівні; U_{0q} – середньоквадратична напруга; уніполярна (1) та інвертована уніполярна (2) характеристики; t_{\min} , $t_{50\%}$, t_{\max} – тривалості імпульсів (t_{\min} – мінімальна тривалість при a_{\min} (мінімальний робочий цикл), $t_{50\%}$ – тривалість імпульсу, що відповідає 50%-му робочому циклу при $a = 0$, $t_{\max} = T_{\text{ШІМ}} - t_{\min}$ – максимальна тривалість при a_{\max} (максимальний робочий цикл)); $T_{\text{ШІМ}}$ та $f_{\text{ШІМ}}$ – сталі значення періоду і ча-



стоти ШІМ-сигналу.

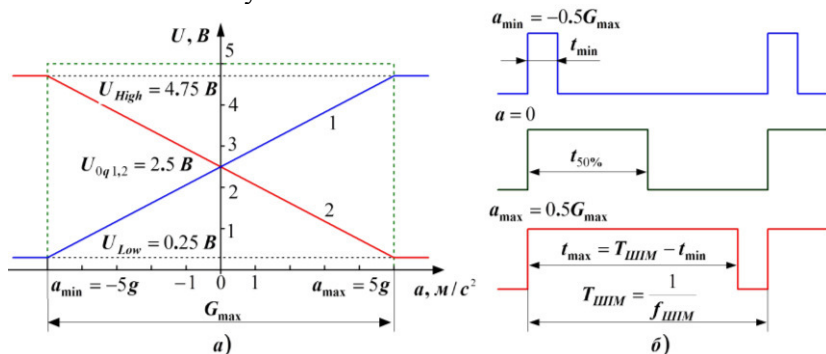


Рис. 1.5. Типові функції перетворення акселерометра: аналогова або лінійна (а) та ШІМ (б)

Основними робочими характеристиками акселерометра є такі.

1. Коефіцієнт перетворення, який в загальному випадку є комплексною величиною і визначається відношенням вихідного сигналу акселерометра до прискорення при синусоїдальній дії, прикладений до посадочної поверхні вздовж осі чутливості сенсора; коефіцієнт перетворення за напругою визначається в режимі холостого ходу, а за зарядом – не залежить від додаткової ємності навантаження.

2. Відносний коефіцієнт поперечного перетворення, який є відношенням максимального значення сигналу, що виникає при дії прискорення, направленного перпендикулярно робочій осі акселерометра, до значення сигналу, вимірюного при дії того самого прискорення вздовж його робочої осі (%).

3. Коефіцієнти впливу деформації основи в місці закріплення акселерометра, електромагнітного поля, блукаючих струмів та різних типів випромінювань.

4. Максимальний детектований діапазон прискорень $G_{\max} = a_{\min} + a_{\max}$, який дорівнює піковому розмаху детектованих амплітудних значень a_{\max} та a_{\min} .

5. Динамічний діапазон амплітуди D_{SNR} (SNR – *signal to noise ratio*) – відношення максимального діапазону вимірювань



$U_{\max} = U_{\text{High}} - U_{\text{Low}} = 2(U_{0q} - U_{\text{Low}})$ до середньоквадратичної напруги шумів $\sigma_{\text{ш}}$:

$$D_{\text{SNR}} = 20 \lg \frac{U_{\max}}{\sigma_{\text{ш}}} = 20 \lg \frac{U_{\text{High}} - U_{\text{Low}}}{\sigma_{\text{ш}}} = 20 \lg \frac{2(U_{0q} - U_{\text{Low}})}{\sigma_{\text{ш}}}.$$

6. Чутливість (фактор масштабу) – відношення приростів вихідного сигналу (наприклад, аналогової напруги) і прискорення:

$$S = \frac{\Delta U}{\Delta a}, \quad \left[\frac{\text{mB}}{\text{m/c}^2} \right]. \quad (1.21)$$

7. Чутливості до кутових швидкостей $\delta a_{\text{SA}, \omega} \omega$, зміни температури $\delta a_{\text{SA}, t} \Delta t$ та вібрацій $\delta a_{\text{SA}, v} v$, де $\delta a_{\text{SA}, \omega}$, [м/(рад·с)], $\delta a_{\text{SA}, t}$, [м/(с²·°C)], $\delta a_{\text{SA}, v}$, [м/с] – відповідно коефіцієнти чутливості акселерометра до кутової швидкості відносно відповідної осі, до зміни температури та до частоти вібрації; ω – кутова швидкість; Δt – величина відхилення температури від номінальної; v – частота вібрації.

8. Чутливість до акустичних шумів.

9. Поперечна осова чутливість – значення поперечного прискорення, яке діє під кутом 90°, на виході акселерометра (у ідеального сенсора дорівнює нулю).

10. Середньоквадратична напруга (СКН) $U_{0q} = 0.5(U_{\text{High}} + U_{\text{Low}})$, яка є середнім з обмежувальних рівнів вихідного сигналу U_{High} та U_{Low} .

11. Зміщення нуля – відхилення по осі вихідного сигналу (U), що відповідає нульовому значенню прискорення $0g$ (для акселерометрів тотожно U_{0q}).

12. Дрейф чутливості – варіації чутливості, які не є функцією вимірюваного прискорення, наприклад, в залежності від кліматичних факторів (температури T , відносної вологості W і тиску P навколишнього повітря), що відрізняється від їх номінальних значень при вимірюванні параметрів руху об'єктів $T_0 = 20^\circ \text{C}$, $W_0 = 65\%$ і $P_0 = 99.992 \text{ кПа}$ (750 мм. рт. ст.) [8] (кліматичний дрейф $\Delta S_{(\Delta T, \Delta W, \Delta P)}$), в залежності тільки від температури (температур-



ний дрейф $\Delta S_{(\Delta T)}$), або в результаті дії інших факторів протягом часового інтервалу Δt (часовий дрейф $\Delta S_{(\Delta t)}$):

$$\Delta S_{(\Delta T)} = \frac{S_{(T)} - S_{(T_0)}}{S_{(T_0)}} \cdot 100\%, \quad \Delta S_{(\Delta T, \Delta W, \Delta P)} = \frac{S_{(T, W, P)} - S_{(T_0, W_0, P_0)}}{S_{(T_0, W_0, P_0)}} \cdot 100\%,$$
$$\Delta S_{(\Delta t)} = \frac{S_{(t_0 + \Delta t)} - S_{(t_0)}}{S_{(t_0)}} \cdot 100\%.$$
(1.22)

13. Дрейф зміщення – відхилення СКН U_{0q} від теоретичного значення в повному діапазоні, наприклад, внаслідок впливу кліматичних факторів:

$$U_{0q(\Delta T, \Delta W, \Delta P)} = U_{0q(T, W, P)} - U_{0q(T_0, W_0, P_0)}. \quad (1.23)$$

14. Нелінійність – максимальне відхилення вихідного сигналу від ідеальної прямолінійної залежності (рис. 1.5, а), виражене у відсотках від повної шкали:

$$L_+ = \frac{U_{High} - U_{0q}}{2 \cdot (0.75 \cdot U_{High} - U_{0q})} \cdot 100\%;$$
$$L_- = \frac{U_{Low} - U_{0q}}{2 \cdot (0.75 \cdot U_{Low} - U_{0q})} \cdot 100\%.$$

Вплив великих механічних навантажень на чутливий елемент акселерометра може привести як до нелінійної залежності генерованого сигналу від механічного параметра сенсора, так і до появи незворотних змін, викликаних гістерезисом, частковою поляризацією або деполяризацією, а також наявністю мікронерівностей контактних поверхонь. Деякі виробники вказують максимально допустимі значення прискорень, перевищення яких може привести до незворотних змін характеристик акселерометра аж до його механічного руйнування. Значення максимально допустимих прискорень визначаються в напрямку робочої осі акселерометра і суттєво відрізняються від значень для поперечного напрямку [12].

15. Резонансна частота f_p або $\omega_p = 2\pi f_p$.

16. Діапазон робочих частот $\Delta f = f_{\max} - f_{\min}$, який визнача-



ється за АЧХ (рис. 1.6). В загальному випадку коефіцієнт перетворення акселерометра за напругою на будь-якій частоті, нижче резонансної, представляється так [9, 12]:

$$K_U(f_i) = K_{U.0} [1 + \varepsilon_U(f_i)], \quad (1.24)$$

де $K_{U.0}$ – коефіцієнт перетворення за напругою на горизонтальній ділянці АЧХ; $\varepsilon_U(f_i) = \frac{K_U(f_i) - K_{U.0}}{K_{U.0}} = M_U(f_i) - 1$ – відносне

відхилення АЧХ від $K_{U.0}$; $M_U(f_i) = \frac{K_U(f_i)}{K_{U.0}}$ – коефіцієнт частот-

них спотворень, який на частотах, менших f_p , зазвичай приймає значення, менші 1, а на частотах, більших f_p – більші 1.

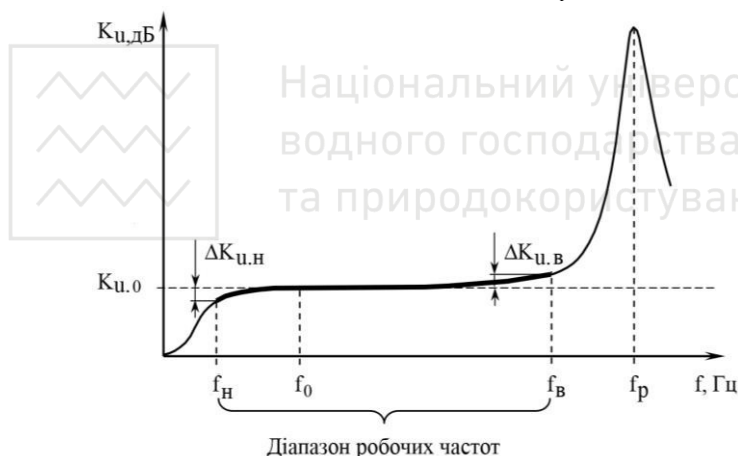


Рис. 1.6. Залежність коефіцієнта перетворення акселерометра за напругою від частоти (АЧХ) при фіксованому прискоренні

Нижня $f_{\min}(f_H)$ і верхня $f_{\max}(f_B)$ границі робочого діапазону частот акселерометра обумовлені допустимими значеннями відносного відхилення АЧХ на цих частотах $\varepsilon_{U.n(s)} = \varepsilon_U(f_{\min(\max)}) = M_U(f_{\min(\max)}) - 1$, які викликані різними причинами і визначаються незалежно одна від другої. Нижня границя робочого діапазону частот визначається сумарною ємністю кола акселерометра та активною складовою вхідного опору



пристрою або каскаду, що підключається до виходу акселерометра. Відхилення АЧХ у високочастотній області викликано по-здовжнім резонансом механічної системи акселерометра, тобто верхня гранична робоча частота пропорційна резонансній частоті закріпленого акселерометра [28].

17. Роздільна здатність – мінімальне прискорення, яке може виміряти акселерометр (визначається шумами і шириною діапазону робочих частот).

18. Рівень шумів при вимірюванні (спектральна густина або піковий розмах шумів) – включає фоновий шум і шум, генерований сенсором.

19. Коефіцієнт демпфування (затухання коливань), який визначається частотою власних коливань акселерометра та його інерційністю.

20. Кількість вимірюваних осей.

21. Діапазон робочих температур $\Delta T = (T_{\min} \div T_{\max})$.

22. Масогабаритні параметри.

1.3.2. Огляд сучасного стану та класифікація акселерометрів

Відомі різні фізичні принципи та схеми детектування, які успішно використовуються для створення акселерометрів – п'єзоелектричні, п'єзорезистивні, ємнісні, електромагнітні, магнітні (ефект Холла, магніторезистори), резонансні та конвекційні (теплові акселерометри *Memsic*). Розроблено багато альтернативних технологій акселерометрів – індуктивні, магнітострикційні, пристрої на поверхневих акустичних хвилях (ПАХ), оптичні та тунельні [53, 63, 65, 67].

Традиційно системи керування МР діляться на одноточкові (*single-point system*), з розташуванням акселерометрів та інших сенсорів в одному місці всередині діагностичного модуля, та багатоточкові або мультисенсорні (*multi-point system*), тобто системи з дистанційним розташуванням декількох сенсорів. Сучасні системи керування МР переважно реалізуються за одноточковим виконанням, яке характеризується низькою ціною і високоточним детектуванням прискорень.

На даний час технологічний рівень МЕМС-акселерометрів



значно виріс – нові компоненти вартістю $(1 \dots 10)$ \$ при масовому виробництві характеризуються високим рівнем інтеграції, покращенням характеристик і додаванням нових функцій. Такі інтегральні акселерометри реалізуються при розташуванні на одному кристалі триосового сенсорного елементу та пристроїв обробки, що забезпечує виконання однією ІС з декількома зовнішніми дискретними компонентами функцій сенсора, електричної обробки сигналу, самотестування, калібрування і програмування (кошують такі ІС на порядок менше, ніж спеціалізовані пристрої).

Оптичні акселерометри є інтерферометричними МЕМС-сенсорами, принцип дії яких оснований на освітленні когерентними світловими хвилями від промислових лазерних діодів поверхневої кремнієвої структури та отриманні групи дифрагованих оптичних променів, що реєструються промисловими фотодетекторами [65]. Їх перевагою є розділова здатність порядку одиниць $мкг$.

Тунельні акселерометри є мініатюрними і високочутливими сенсорами з високою роздільною здатністю порядку 1 \AA , принцип дії яких оснований на електронному тунелюванні, розробленому для використання у тунельних мікроскопах. У таких сенсорах гострий металевий накінецьник розташований приблизно на 10 \AA вище металеві поверхні. При наявності постійної напруги зміщення між накінецьником та поверхнею протікає тунельний струм приблизно 1 нА . Невеликі зміни відстані між накінецьником і поверхнею порядку 1 \AA приводять до значних змін тунельного струму порядку $(10 \dots 50)\%$. Типовий тунельний акселерометр поєднує інерційну масу, консоль і схему зворотного зв'язку (сервоакселерометр).

В історії розвитку акселерометрів значну роль відіграли електромеханічні сенсори лінійного прискорення з металевою кулею в якості інерційної маси, що переміщується в трубчастій порожнині (*ball-in-tube sensor*) [44, 49, 60].

Найбільш поширеними є електромеханічні акселерометри двох типів:

– з кулею та магнітом зміщення: при значному уповільненні куля котиться вперед, долаючи утримуюче її магнітне поле, і замикає електричні контакти на другому кінці порожнини, активуючи електронну схему сенсора [38, 60];



– з кулею та пружинним контактним елементом для зміщення, який при значному уповільненні замикає другий контакт, який штовхається кулею, що за інерцією продовжує рухатися вперед, долаючи зміщення [59, 60].

Недоліком електромеханічних сенсорів є значні геометричні розміри, невисока технологічність складних конструкцій і відносно висока ціна. Однак електронні сенсори типу *ball-in-tube* характеризуються відносно низькочастотною робочою характеристикою (на відміну від п'єзоелектричних, п'єзорезистивних та ємнісних акселерометрів), тобто не потребують фільтрації вихідного сигналу.

В наш час провідні розробники сенсорів для мобільної робототехніки та машинобудування проектують сенсори на основі мікропереміщення мініатюрної кульки інерційної маси всередині інтегральної схеми, тому для даної галузі найбільш актуальними є п'єзоелектричні, п'єзорезистивні та ємнісні акселерометри.

Принцип дії **п'єзоелектричних** (ПЕ) акселерометрів оснований на прямому п'єзоелектричному ефекті. Залежно від конструкції та призначення сенсора для отримання при даній детектованій дії максимального заряду (рівня вихідного сигналу) сила F виконує стискання, зсув або вигин п'єзоелементу [35, 68]. Типова чутливість ПЕ-акселерометра складає $(0.5 \div 1000) \text{ нКл/г}$.

Одними з найкращих матеріалів для ПЕ-сенсорних елементів є кристали кварцу, тому що працюють при температурах до 300°C , мають однорідну чутливість в широкому діапазоні температур, високу міцність, лінійність ПЕ-ефекту, відсутність гістерезису при зовнішніх діях та високий вихідний опір порядку 10^{14} Ом , що дозволяє працювати на частотах менше 1 Гц [68].

ПЕ-акселерометр є активним пристроєм, для отримання вихідного електричного сигналу якого необхідна наявність значної зміни навантаження (змінного прискорення), що відповідає динамічному режиму роботи. Це означає, що ПЕ-акселерометри не можуть вимірювати статичне (DC) прискорення і прискорення, що виникають при дії гравітаційних сил, однак разом з формуваннями сигналу можуть виконувати квазістатичні вимірювання за час порядку декількох хвилин або годин [68]. Типовий діапазон робочих частот ПЕ-акселерометра складає від $(1 \dots 2) \text{ Гц}$ до



$(1 \div 50)$ кГц. ПЕ-акселерометри використовуються в системах з детектованими рівнями прискорень в діапазоні $(10^{-4} \dots 10^4) g$.

За діапазоном робочих частот ПЕ-акселерометри діляться на два типи:

- нерезонансного типу (функціонують в межах плоскої ділянки АЧХ);
- резонансного типу (робоча ділянка АЧХ знаходиться в діапазоні частот, близьких до резонансної частоти, а при дії прискорення детектується її зміна).

За схемотехнікою ПЕ-акселерометри ділять на два види [66]:

- з низьким імпедансом – сенсори з вбудованим підсилювачем заряду або перетворювачем типу «заряд – напруга» та схемою обробки (*IEPE – integral electronic piezoelectric*) з функціями підсилення, фільтрації та самодіагностування;
- пристрої з високоімпедансним зарядовим вихідним сигналом (*Charge-output devices*) на основі тільки п'єзоелементу.

Провідними виробниками сучасних ПЕ-акселерометрів є компанії *Kistler, Endevco, Bruel & Kjaer, Bosch, PCB Piezotronics, Honeywell та Siemens VDO*.

Перспективи ПЕ-акселерометрів пов'язані зі спрощенням та оптимізацією існуючих конструкцій з метою підвищення їх технологічності та зменшення ціни. Компанія *Matsushita* запатентувала ПЕ-акселерометри нерезонансного і резонансного типів зі спеціальними коливальними режимами, що забезпечують високі робочі характеристики та мають низьку ціну [36, 37], а розміщення вбудованої електроніки для обробки сигналів забезпечує малі габаритні розміри.

Таким чином, перевагами п'єзосенсорів є: можливість детектування великих рівнів g (до $10^4 g$), широкі динамічний діапазон сигналів сенсора (до 60 дБ) і діапазон робочих частот $(1 \div 50000)$ Гц, однорідна чутливість в діапазоні робочих частот, порівняно високі механічна міцність та точність, малі габарити та вага.

Недоліки п'єзосенсорів: не можуть вимірювати статичне прискорення, потребують калібрування (мікроконтролерної обробки), схемотехніка і конструкції відносно складні, вбудована електроніка не інтегрована з чутливим елементом.

Подальший розвиток ПЕ-акселерометрів пов'язаний з роз-



робкою на їх основі перспективних технологічних МЕМС-сенсорів та модулів [50].

В *п'єзорезистивному* (ПР) акселерометрі для детектування прискорення використовують гнучкі дифузійні кремнієві резистори (вимірювачі механічної напруги, *strain gages*), приєднані до мікромеханічних кремнієвих консольних балок, які підтримують інерційну масу. Прискорення інерційної маси приводить до вигину балок та змінює опір резисторів, утворюючи розбалансування моста Уітстона, що забезпечує реагування сенсора на статичне прискорення [35, 58].

Процес виготовлення ПР-структури ґрунтується на технологіях об'ємної кремнієвої мікромеханіки. За аналогією до ПЕ-сенсорів ПР-структури можуть мати мультиосьове виконання при ортогональному розташуванні коливальних площин або МЕМС-комірок (триосьовий акселерометр *Entran* типу *EGE3 Triax*) [48, 61]. На відміну від ПЕ-сенсорів ПР-акселерометри реагують також і на *DC* прискорення, тому що є пасивними пристроями, однак є термочутливими та чутливими до ударів і механічних дій (руйнуються при механічних перевантаженнях). Діапазон робочих температур таких перетворювачів складає $(-55...+120)^{\circ}\text{C}$.

Оскільки технології виробництва даних структур не повністю сумісні з типовими поверхневими інтегральними технологіями, то схеми обробки сигналу ПР-моста зазвичай не є інтегрованими з вимірювальним кремнієвим кристалом [33, 51]. До складу ПР-сенсорів можуть входити вбудовані схеми, такі як товстоплівкові компоненти для лазерної підгонки чутливості, температурної компенсації пристрою та програмування в EEPROM [47]. Тому на даний час ПР-акселерометри використовуються в основному для екстремальних вимірювань.

Провідними виробниками сучасних ПР МЕМС-акселерометрів є компанії *Endevco*, *Entran*, *Measurement Specialties (IC Sensors)*, *Sensor One Technologies*, *Fujicura* та *Lucas NovaSensor*. Таким чином, ПР-сенсори є актуальним на даний час типом МЕМС-акселерометрів, оскільки забезпечують високі робочі характеристики. Нові розробки в даній області орієнтовані на підвищення інтеграції чутливого елементу з електронними схемами оцінювання та самодіагностування, розробку мультиосьових мо-



дулів та зменшення їх вартості [48].

Найбільш поширеними є **ємнісні** МЕМС-акселерометри (*variable capacitance*) – сенсори прискорення, принцип дії яких оснований на ємнісному перетворенні мікропереміщень інерційної маси при дії прискорення. Аналогічно функціонують потенціометричні або індуктивні сенсори прискорення, які переміщення інерційної маси (рухомих резистивного контакту, осердя або обмотки індуктивного елементу) перетворюють в зміну опору або індуктивності.

Більшість МЕМС-акселерометрів використовують принцип зміни відстані d між обкладками при дії прискорення та перетворення її у зміну ємності акселерометра та у вихідний електричний сигнал – заряд, напругу або струм. Типовий ємнісний сенсорний елемент складається з двох фіксованих електродів, між якими підвішена обкладка (спільний електрод ємнісного півмоста), навантажена інерційною масою. Диференціальна схема з'єднання двох конденсаторів C_1 та C_2 дозволяє збільшити амплітуду і покращити лінійність функції перетворення, тому що залежність ємності від переміщення є нелінійною. До складу більшості диференціальних ємнісних акселерометрів входить міст Уітстона (аналогічно ПР-сенсорам), що виробляє сигнал, пропорційний $\frac{C_1}{C_2}$ або $\frac{C_1 - C_2}{C_1 + C_2}$.

Можливість конструювання ємнісного сенсора забезпечується не тільки МЕМС-рішеннями. Попередні технології використовували ємнісний елемент з металічною сенсорною діафрагмою і фіксованими обкладками конденсатора з оксиду алюмінію або металізованої кераміки [54, 55]. Сенсори такого типу ще випускають компанії *Texas Instruments* [54] і *PCB Piezotronics* [35].

На сучасному ринку провідні позиції займають ємнісні МЕМС-акселерометри компаній *Analog Devices*, *Bosch*, *Delphi*, *Denso*, *Freescall*, *Kionix*, *Silicon Designs*, *STMicroelectronics*, *VTI Technologies* та теплові акселерометри *Memsic*.

Ємнісні акселерометри використовуються через їх високу чутливість, стабільність при детектуванні статичного прискорення, малий дрейф, низьку температурну чутливість порівняно з ПР-акселерометрами (температурний коефіцієнт опору кремнію



на два порядки вищий, ніж температурний коефіцієнт ємності навіть при зміні геометрії ємнісного акселерометра при температурному розширенні), малу споживану потужність, високу надійність, покращені шумові характеристики, роздільну здатність і точність, відсутність необхідності в спеціалізованих матеріалах, мале енергоспоживання та низьку ціну.

У порівнянні з ПЕ-сенсорами (додаток А), які для роботи потребують динамічного входу та виконуються тільки зі спеціальних матеріалів, ємнісні акселерометри виконуються з кремнію і детектують *DC*-прискорення без послаблення сигналу та необхідності початкового зміщення, що є важливим в ІНС.

Ємнісні МЕМС-акселерометри вимірюють прискорення в діапазоні від статичного до декількох сотень g на частотах до одиниць $kГц$, тому для описання такого сенсора використовується динамічна модель, яка поширюється на всі типи сенсорів. Однак більшості з них є пристроями нерезонансного типу з високою резонансною частотою, тому для їх описання достатньо статичної моделі. В динаміці за умов відсутності демпфування на частотах, значно нижче резонансної, чутливість акселерометра не залежить від частоти збудження. Однак збудження системи на частотах, близьких до резонансної, утворює великі амплітуди коливань, для зменшення чого в систему вводиться демпфування.

Чутливість акселерометра визначається як $S = x/a = m/k = 1/\omega^2$, тобто існує компроміс між шириною смуги пропускання (динамічним діапазоном) та чутливістю. В залежності від коефіцієнта демпфування верхня частота смуги пропускання акселерометра зазвичай $f_B \approx (0.2 \div 0.5)f_p$. Демпфування регулюється тиском газу в корпусі пристрою та геометрією сейсмічної маси [62]. Важливою властивістю ємнісних сенсорів є витримування ударів рівня порядку $5000 g/c$.

Крім нелінійності статичної характеристики ємнісні акселерометри чутливі до забруднень, вологості та присутності поблизу обкладок різних матеріалів, що змінюють властивості діелектрика та ємнісний зв'язок. Тому електронне виконання акселерометрів має спеціалізований дизайн та надійну інкапсуляцію.

Ємнісні акселерометри потребують наявності вбудованої схеми формування сигналу, яка виконує функції перетворення



змін ємності в пропорційний аналоговий сигнал або струмовий вихід ШІМ. Зазвичай вимірюють імпеданс ємності на змінному струмі при підключенні до електродів гармонічного сигналу або прямокутних імпульсів напруги (рис. 1.5). Вихідний опір ємнісного сенсора є високим порядку (1...100) МОм, для зменшення якого подають вхідний сигнал (живлення) високої частоти більше 50 кГц (що допомагає знизити рівень шумів).

Диференціальні акселерометри (наприклад, представники сімейства *ADXL Analog Devices* з нелінійністю до 0.2%) використовують для живлення нерухомих обкладок однакові за рівнем протифазні напруги з частотою порядку 1 МГц, при цьому в нульовому положенні рухомої обкладки напруга на вході демодулятора відсутня. Інший поширений метод вимірювання ємності полягає у використанні підсилювача заряду, який перетворює співвідношення вимірюваної та опорної ємностей в сигнал у формі напруги з нелінійністю порядку 1%. Використання підсилювача напруги дозволяє отримати більш лінійну залежність напруги на рухомій обкладці як функцію зміни відстані з нелінійністю до 0.5%.

Серед ємнісних акселерометрів найбільш поширеними є так звані *closed loop* або *force balanced* (балансовані силою) або *servo* (слідкувальні) акселерометри, які використовують сигнал зміни ємності як напругу зворотного зв'язку, що протидіє переміщенню маси та утримує її в центральному положенні (примусовий зворотний зв'язок). Для ємнісних сервопристроїв різниці потенціалів між нерухогими електродами та рухомою масою контролюються так, що електростатична сила компенсує переміщення, викликане прискоренням. Утримання маси в збалансованому режимі покращує чутливість, практично виключає похибки нелінійності, зменшує вплив зміни температури та часових змін параметрів.

Сервоакселерометри забезпечують високу точність, яка є важливою для прецизійних інклінометрів систем контролю параметрів та навігації (блоків *IMU* з шістьма степенями свободи, що комбінуються з гіроскопами), однак їх ціна може на порядок перевищувати вартість пристроїв незамкненого циклу. Оскільки відхилення інерційної маси зменшується (в акселерометрах



Analog Devices менше 0.01 мкм), то детектований діапазон прискорень складає зазвичай до 50g.

Еквівалентна лінійна фізична модель, що ілюструє принцип роботи сервоакселерометра у напрямку одної степені свободи, розглянута в [25]. Відомі також маятникові моделі сервоакселерометрів: один з варіантів описаний в [24], а другий – в бібліотеці для розробників на сайті *National Instruments* [64].

В додатку Б представлений порівняльний аналіз різних технологій акселерометрів. Для задач мобільної робототехніки найкращими на даний час за характеристиками є поверхневі ємнісні акселерометри (однак навіть прецизійні пристрої, хоча й забезпечують високу лінійність, в результаті можуть забезпечити меншу точність, ніж прецизійні ПЕ-сенсори).

На основі проведеного огляду сучасного стану та технологій виробництва акселерометрів на рис. 1.7 наведена їх класифікація.

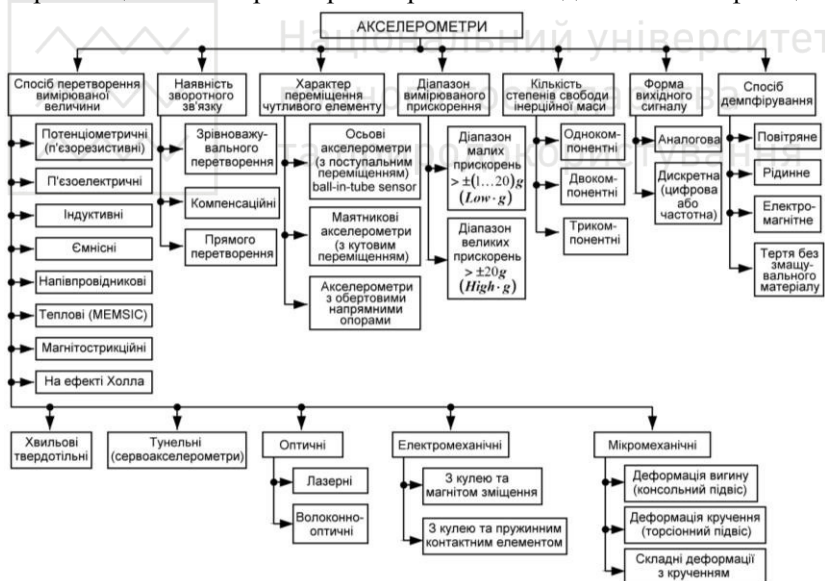


Рис. 1.7. Класифікаційні ознаки акселерометрів

1.4. Вплив дестабілізуючих факторів

Такими факторами при проведенні вимірювань розглянутими методами є кліматичні фактори (температура, тиск, воло-



гість), шуми, завади та вібрації.

1.4.1. Дестабілізуючі фактори локаційних методів

При використанні ультразвукових локаційних методів вимірювання параметрів руху в розрахункових співвідношеннях присутня швидкість ультразвуку в середовищі (п. 1.2.4). Як відомо [10], фактичне значення швидкості ультразвуку в реальних умовах змінюється в залежності від температури повітря, тиску та вологості, досягаючи максимального відхилення до $\pm 5\%$ (відповідно і похибка вимірювання параметрів руху доходить до 5%). Якщо не враховувати температурну залежність швидкості звуку в повітрі, то при відхиленні температури навколишнього середовища на 1°C виникає похибка $\Delta V_3(1^\circ\text{C}) \cong 0.6 \text{ м/с}$, яка приводить до відносної похибки вимірювання відстані

$$\frac{\Delta V_3(1^\circ\text{C})}{V_3(20^\circ\text{C})} \cdot 100\% = \frac{0.6 \cdot 100\%}{343.1} = 0.175\%.$$

Неврахований вплив вологості повітря при нормальному атмосферному тиску приводить до виникнення похибки визначення швидкості ультразвуку, яка не перевищує 0.5 м/с [21]. На відкритих ділянках траси на швидкість ультразвуку впливає вітер: швидкість ультразвуку в напрямку руху вітру збільшується, а проти вітру – зменшується. Швидкість ультразвуку при цьому визначається як $V_{3,B} = V_3 + V_B \cos \alpha$, де V_B – швидкість вітру; α – кут між напрямком вітру в точці спостереження та спостережуваним напрямком приходу ультразвуку.

Тому що точність оцінки визначення швидкості ультразвуку в повітрі суттєво впливає на точність навігаційних визначень, то в навігаційних системах МР мають використовуватися спеціальні корегувальні пристрої для розрахунку дійсної швидкості ультразвуку за спеціальними емпіричними формулами з врахуванням інформації з сенсорів температури, тиску, вологості та швидкості й напрямку вітру (при цьому похибка корегування складає приблизно $0,1\%$).

При визначенні прискорення оптичними та радарними методами проводять оцінку фазового зсуву прийнятого коливання відносно опорного:



$$\Delta\varphi = \varphi_{np} - \varphi_{on} = \omega_m t_3 + \Delta\varphi_D + \Delta\varphi_{BO},$$

де φ_{np} та φ_{on} – повні фази прийнятого і опорного коливань; ω_m – циклічна частота модулюючого (масштабного) коливання; t_3 – час затримки сигналу; $\Delta\varphi_D$ – набіг фази у вимірювачі; $\Delta\varphi_{BO}$ – набіг фази при відбитті сигналу від об'єкта.

Оцінка прискорення об'єкту визначається співвідношенням

$$\hat{a} = \frac{c}{2t_B^2} \left(\Delta t_3 + \frac{(\Delta\varphi_D + \Delta\varphi_{BO})\Delta\omega_m}{\omega_m^2} \right), \quad (1.25)$$

де c – швидкість поширення сигналу (світла); t_B – час вимірювання (оцінки прискорення); Δt_3 – зміна часової затримки сигналу за час вимірювання.

Точність оцінки прискорення залежить від співвідношення сигнал/шум q :

$$\sigma_a = \frac{c}{mq\omega_m\sigma_t^2},$$

де m – коефіцієнт модуляції сигналу; σ_t – СКВ оцінки часу вимірювання.

Для зменшення СКВ σ_a необхідно збільшувати частоту модуляції, однак її величина має враховувати принцип однозначності визначення параметрів руху:

$$\frac{2\hat{a}_{\max}}{c} \omega_m t_B^2 \leq 2\pi \Rightarrow \omega_m \leq \frac{\pi}{\hat{a}_{\max} t_B^2}.$$

Для боротьби з завадами використовуються такі методи селекції [5]:

- обмеження мінімальної вимірюваної відстані;
- вибір об'єкту за його порядковим положенням (перший, другий, останній);
- селекція сигналів за їх формою (ефективна для боротьби з завадою зворотного розсіювання тривалістю (1÷2) мкс зі спектром в діапазоні (0÷300) кГц);
- амплітудна порогова селекція (часове автоматичне регулювання підсилення або порогу спрацьовування);
- амплітудна селекція об'єкту за максимальним відбитим си-



гналам (з поправкою на залежність амплітуди від дальності);

- амплітудно-часова напіваавтоматична селекція з врахуванням апіорної інформації про дальність до вибраного об'єкту.

При великих відстанях до об'єкту відбитий від нього сигнал зменшується до рівня шумів, а визначальним стає енергетичний потенціал вимірювача, що характеризується енергією та розходженням зондувального променя, діаметром і коефіцієнтом спрямованої дії антени, чутливістю приймально-підсилювального тракту, а також ефективністю засобів селекції об'єкту (просторової та амплітудно-часової) на фоні місцевих завад, ефективна відбивальна поверхня яких може бути більшою, ніж у малорозмірних на таких відстанях об'єктів.

Діапазон середніх відстаней починається з відстані, для якої завада зворотного розсіювання не впливає на приймальний тракт, і закінчується відстанню, для якої кутові розміри основного об'єкту стають сумірними з робочим полем вимірювача. Є найбільш зручним для проведення вимірювань через достатню спостережуваність об'єкту і можливість його селекції на фоні завад, а також внаслідок сприятливих енергетичних умов приймання та обробки відбитого сигналу.

При вимірюванні малих відстаней робота вимірювача ускладнена близько розташованими об'єктами з високим рівнем відбитого сигналу, що перевантажує приймальний тракт і приводить до погіршення точності та розділової здатності вимірювача. Частково цей недолік компенсується неповним перекриттям полів приймального та передавального каналів на малих відстанях, що характеризується коефіцієнтом перекриття цих полів (залежність коефіцієнта перекриття від відстані є апаратною функцією вимірювача або геометричним фактором [42]).

1.4.2. Дестабілізуючі фактори методів інерціальної навігації

При описанні математичної моделі інерціальної системи навігації зазвичай враховуються зсув нульового сигналу та похибки масштабного коефіцієнта акселерометра і кутова швидкість дрейфу та похибки масштабного коефіцієнта гіроскопа. Значно рідше враховуються нелінійності їх статичних характеристик, а ще рідше – їх асиметрія. Найменше розкриті питання врахування



шумових компонентів вихідного сигналу сенсора, в яких, як правило, використовуються “білий” шум чи корельований марковський процес, які не завжди можуть відобразити реальну картину наявного у вихідному сигналі сенсора шуму.

Для описання параметрів вихідного сигналу сенсора часто використовується статистична оцінка, така як СКВ, що і дозволяє оцінити шумові компоненти вихідного сигналу (у вигляді “білого” шуму чи корельованого марковського процесу). Останнім часом для визначення складових шуму часто використовується метод варіацій (дисперсій) Алана, подібний до класичної вибіркової дисперсії, відмінність якого полягає в обчисленні не дисперсій відхилень центрованого випадкового процесу, а різниці сусідніх відхилень. Метод варіацій Алана спочатку був розроблений для оцінки похибок еталонів частоти, а пізніше почав застосовуватися для оцінки параметрів інерціальних чутливих елементів [45].

Причиною виникнення зміщення вихідного сигналу в інерціальних сенсорах є дія паразитних моментів на рухомі частини сенсора та розбаланс електронних вузлів систем знімання і обробки інформації.

Шуми впливають на всю без виключення електронну апаратуру навігаційних систем і залежно від спектральних характеристик та типу породжуючих їх флуктуаційних процесів діляться на теплові, дробові та флікер-шуми [23]. Для інерціальних сенсорів (акселерометрів, гіроскопів) наявністю шумів і шумовими процесами різного роду визначаються складові їх випадкової похибки.

Додатковими похибками інерціальних сенсорів, що викликає ні їх чутливістю до зміни зовнішніх факторів, є чутливість акселерометра до кутових швидкостей, чутливість гіроскопа до прискорень, а також чутливості інерціальних сенсорів до зміни температури та до вібрацій. Детально вплив дестабілізуючих факторів на МЕМС-акселерометри розглянуто в підрозділі 3.2.

1.4.3. Дестабілізуючі фактори радіонавігаційних методів

В СРНС псевдошвидкість \hat{V} визначається за доплерівським зсувом частоти f_d прийнятого сигналу f_{Π} відносно частоти випроміненого сигналу f_0 :



$$f_{\Pi} = f_0 \left(1 + \frac{V_p}{c} \right)^{-1} \approx f_0 \left(1 - \frac{V_p}{c} \right); \quad (1.26)$$

$$f_D = f_{\Pi} - f_0 \approx -f_0 \frac{V_p}{c} = -\frac{V_p}{\lambda} = -\frac{1}{\lambda} \cdot \frac{dD}{dt}, \quad (1.27)$$

де V_p – швидкість відносного переміщення вздовж лінії “НС – МР”, позитивне значення якої відповідає збільшенню відстані D між об’єктами.

Повна фаза прийнятого сигналу з початковою фазою φ_0 при $V_p = \text{const}$

$$\Phi_{\Pi}(t) = \varphi_0 + \int_0^t 2\pi f_{\Pi} dt = \varphi_0 + 2\pi f_0 t + 2\pi f_D t. \quad (1.28)$$

При відомій частоті f_0 оцінку доплерівського зсуву частоти прийнятого сигналу в приймачі отримують при формуванні опорного сигналу $\cos(\Phi_{on}(t)) = \cos(\varphi_{0,on} + 2\pi f_0 t)$, вимірюванні різниці фаз та обчисленні похідної за часом:

$$\hat{f}_D = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d\Delta\Phi(t)}{dt} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d[\Phi_{\Pi}(t) - \Phi_{on}(t)]}{dt}. \quad (1.29)$$

З (1.29) оцінки швидкості та прискорення, що формуються у приймачі:

$$\begin{aligned} \hat{V}_p &= -\lambda \hat{f}_D = -\frac{\lambda}{2\pi} \cdot \left(\frac{d\Phi_{\Pi}(t)}{dt} - \frac{d\Phi_{on}(t)}{dt} \right); \\ \hat{a}_p &= -\lambda \dot{\hat{f}}_D = -\frac{\lambda}{2\pi} \cdot \left(\frac{d^2\Phi_{\Pi}(t)}{dt^2} - \frac{d^2\Phi_{on}(t)}{dt^2} \right). \end{aligned} \quad (1.30)$$

Похідні $\frac{d\Phi_{\Pi}(t)}{dt}$ та $\frac{d\Phi_{on}(t)}{dt}$ з (1.30) визначають миттєві частоти $2\pi f_{HC}(t)$ і $2\pi f_{on}(t)$ бортового передавача та опорного генератора приймача. Тому що кожний генератор має власну нестабільність частоти, то $f_{HC}(t) = f_0 + f'_{HC}$ та $f_{on}(t) = f_0 + f'_{on}$, де f'_{HC} та f'_{on} – абсолютні відхилення частот випромінюваного сигналу та опорного колювання приймача від номінальних значень.

Тому при визначенні радіальної швидкості за (1.30) виникає



зміщення в оцінці швидкості $V' = \lambda(f'_{on} - f'_{HC})$, обумовлене розходженням частот опорних генераторів НС та МР, тобто фактично визначається не швидкість, а псевдошвидкість $\hat{V} = V_p + V'$. В [26] показано, що $\hat{V} = \frac{dD'}{dt} = c \frac{dt'}{dt}$, де t' – розходження між БШЧ та ШЧМР. Тому псевдоприскорення можна визначити як

$$\hat{a} = \frac{d^2 D'}{dt^2} = c \frac{d^2 t'}{dt^2} = -\lambda \dot{f}_D = -\lambda \frac{df_D(t)}{dt} + \lambda \frac{d[f'_{on}(t) - f'_{HC}(t)]}{dt} = a_p + a'. \quad (1.31)$$

Проведений аналіз відповідає поширенню сигналу у вільному просторі. Однак випромінений з НС сигнал проходить шари іоносфери та тропосфери, тому необхідно враховувати умови поширення сигналу в реальних середовищах.

Іоносфера впливає на затримки оригінального сигналу і його фази. Додаткова затримка фази, обумовлена впливом іоносфери, в першому наближенні збігається з затримкою оригінальної δt_{ion} і має протилежний знак. Однак оскільки зміна затримки $\delta t_{ion}(t)$ з часом дуже повільна, похідна $\frac{d^2 \delta t_{ion}(t)}{dt^2}$ незначна, а вплив іоносфери на визначення псевдоприскорення слабкий. Аналогічно на визначення псевдоприскорення впливає і тропосфера, тому цим впливом також нехтують.

Вплив на точність визначення псевдоприскорення релятивістських та гравітаційних ефектів враховується відповідною складовою похибки δa_{PGE} .

В приймальному пристрої оцінка доплерівського зсуву частоти прийнятого сигналу формується слідувальною системою за фазою (або частотою), що приводить до виникнення складової похибки $\delta f_{доплнр}$. В результаті оцінку псевдоприскорення (виміряне псевдоприскорення) з врахуванням інших складових похибки δa_{in} , що не входять в розглянуті вище, можна записати так:

$$\hat{a} = a_p + a' + \delta a_{PGE} + \lambda \frac{d\delta f_{доплнр}}{dt} + \delta a_{in}. \quad (1.32)$$



Таким чином, в даному підрозділі коротко розглянуто основні дестабілізуючі фактори локаційних і радіонавігаційних методів та методів інерціальної навігації.

Висновки до розділу 1

1. Проведений аналіз відомих методів вимірювання прискорення, серед яких виділено класичний, інерціальної навігації (платформні та безплатформні), одометричні (на енкодерах та візуальні), локаційні (ультразвукові, радарні та лідарні), радіонавігаційні (варіанти дальномірного та доплерівського методів), а також інтегровані (зазвичай комбінації радіонавігаційних, локаційних, одометричних та методів інерціальної навігації). На основі проведеного аналізу розроблено класифікацію методів вимірювання прискорення.

2. Розглянуто основні технічні параметри і характеристики акселерометрів (метрологічні та експлуатаційні) та представлено порівняльний аналіз різних технологій акселерометрів. Для задач мобільної робототехніки найкращими на даний час за характеристиками є поверхневі ємнісні акселерометри (однак навіть прецизійні пристрої, хоча й забезпечують високу лінійність, в результаті можуть забезпечити меншу точність, ніж прецизійні п'єзоелектричні сенсори). На основі проведеного огляду сучасного стану та технологій виробництва акселерометрів представлена їх класифікація.

3. На даний час підвищується як попит на сенсори для систем навігації, так і характеристики нових пристроїв – точність, надійність, компактність, економічність, інтелектуальність, зменшення ціни компонентів (при зменшенні загальної ціни сучасної системи на їх основі і кількості зовнішніх дискретних елементів).

4. В розвитку МЕМС актуалізується тенденція розміщення в одному інтегральному корпусі і, за можливістю, на одному кристалі, мікромеханічних та мікроелектронних пристроїв, сенсорів температури, схем обробки та навіть пристроїв, що виконують мікрооптичні функції. Подальша еволюція МЕМС буде полягати в інтеграції виконавчих елементів, сенсорів тиску, магнітного поля та ін.

5. При вірному врахуванні властивостей та особливостей ак-



селерометра, характерних для даної технології, можна значно підвищити технічні параметри навігаційної системи МР, що характеризують його здатність детектувати нахил, рух, положення, вібрацію та удар.

6. Проаналізовано вплив дестабілізуючих факторів, таких як кліматичні фактори (температура, тиск, вологість), шуми, завади та вібрації, на процес проведення вимірювань прискорення локаційними, радіонавігаційними та методами інерціальної навігації.

ПЕРЕЛІК ЛІТЕРАТУРИ ДО РОЗДІЛУ 1

1. Александров, Е. Е. Определение ориентации наземного подвижного объекта при помощи навигационных спутников [Текст] / Е. Е. Александров, Ю. А. Кузнецов, А. А. Дхахери // Радиозлектроника. Автоматика. Управление. – 2002. – №2. – С. 65-69.

2. Алексеев, В. О. Мониторинг динамических характеристик колесных машин [Текст] / М. А. Подригало, В. П. Волков, В. О. Алексеев // Устойчивость колесных машин против заноса в процессе торможения и пути ее повышения. – Харьков : ХНАДУ, 2006. – С. 288-342.

3. Аникин, А. А. Разработка и моделирование систем комплексирования разнородных наблюдений: дисс. на соиск. степ. к.т.н. [Текст] / А. А. Аникин. – Ульяновск : Ульяновский государственный технический университет, 2006. – 144 с.

4. Артемов, М. П. Метод парциальных ускорений и его применение при исследовании динамики мобильных машин [Текст] / М. П. Артемов, А. Т. Лебедев, О. П. Алексеев, В. П. Волков, М. А. Подригало, А. С. Полянский // Міжвузівський збірник "НАУКОВІ НОТАТКИ". – Луцьк, 2010. – Випуск №28. – С. 32-36.

5. Вильнер, В. Достоверность измерений импульсного лазерного дальномера [Текст] / В. Вильнер, В. Волобуев, А. Ларюшин, А. Рябокуль // Фотоника. – 2013. – № 3. – С. 42-60.

6. Голован, А. А. Математические основы навигационных систем. Ч. 1. Математические модели инерциальной навигации [Текст] / А. А. Голован, Н. А. Парусников. – М. : МГУ, 2011. – 136 с. – ISBN 978-5-317-03803-8.

7. Демидов, О. В. Задача тесной интеграции систем ГЛОНАСС и GPS с ИНС разных классов точности: дисс. на соиск.



степ. к.ф.-м.н. [Текст] / О. В. Демидов. – М. : МГУ, 2009. – 139 с.

8. Квасніков, В. П. Врахування робочих умов вимірювання параметрів руху об'єктів в математичній моделі формування результату вимірювання [Текст] / В. П. Квасніков, А. В. Рудик // Збірник наукових праць Одеської державної академії технічного регулювання та якості. – 2016. – № 2 (9). – С. 41-45.

9. Ключев, В. В. Приборы и системы для измерения вибрации, шума и удара: Справочник. В 2-х кн. Кн. 1 [Текст] / В. В. Ключев. – М. : Машиностроение, 1978. – 448 с.

10. Колесников, А. Е. Ультразвуковые измерения [Текст] / А. Е. Колесников. – М. : Издательство стандартов. – 1982. – 248 с.

11. Конин, В. В. Системы спутниковой радионавигации [Текст] / В. В. Конин, В. П. Харченко; Национальный авиационный университет. – Киев : Холтех, 2010. – 520 с.

12. Коптев, Ю. Н. Датчики теплофизических и механических параметров: Справочник. В трёх томах. Том 2 [Текст] / Ю. Н. Коптев, Е. Е. Багдатыев, А. В. Гориш, Я. В. Малков. – М. : ИПРЖР, 1999. – 688 с. – ISBN: 5-8135-0038-3.

13. Лукьянов, Д. П. Инерциальные навигационные системы морских объектов [Текст] / Д. П. Лукьянов, А. В. Молчанов, А. А. Одинцов, И. Б. Вайсгант. – Л. : Судостроение, 1989. – 184 с.

14. Маркеев, А. П. Теоретическая механика [Текст] / А. П. Маркеев. – Ижевск : РХД, 2007. – 592 с.

15. Матвеев, В. В. Инерциальные навигационные системы : учебное пособие [Текст] / В. В. Матвеев. – Тула : Издательство ТулГУ, 2012. – 199 с.

16. Мелешко, В. В. Бесплатформенные инерциальные навигационные системы [Текст] / В. В. Мелешко, О. И. Нестеренко. – Кировоград: ПОЛИМЕД – Сервис, 2011. – 171 с.

17. Перов, А. И. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования [Текст] / А. И. Перов, В. Н. Харисов. – М. : Радиотехника, 2010. – 800 с. – ISBN 978-5-88070-251-0.

18. Резинченко, В. И. Фазовый метод определения ориентации по сигналам спутниковой навигационной системы [Текст] / В. И. Резинченко, А. А. Шашков // Навигация и гидрография. – 1996. – № 2. – С. 115-119.

19. Рудик, А. В. Методи вимірювання координат та параме-



трів руху об'єктів з використанням супутникових радіонавігаційних систем [Текст] / А. В. Рудик // Вісник Інженерної академії України. – 2015. – № 4. – С. 51-56.

20. Рудик, А. В. Методи оцінки просторового положення об'єктів [Текст] / А. В. Рудик // Інтегровані інтелектуальні робототехнічні комплекси (ІРТК-2016). Матеріали 9-ої міжнародної НПК. – Київ : НАУ, 2016. – С. 31-33.

21. Рудик, А. В. Оцінка швидкості ультразвуку в повітрі при реалізації системи ультразвукового зору [Текст] / А. В. Рудик // Інформаційно-обчислювальні технології, автоматика та електротехніка (ІТАЕ-2016). Матеріали міжнародної НПК. – Рівне : НУВГП, 2016. – С. 273-275.

22. Рудик, А. В. Методи вимірювання швидкості та прискорення [Текст] / А. В. Рудик // Інтегровані інтелектуальні робототехнічні комплекси (ІРТК-2017). Матеріали 10-ої міжнародної НПК. – Київ : НАУ, 2017. – С. 25-27.

23. Суходоев, И. В. Шумы электрических цепей [Текст] / И. В. Суходоев. – М. : Связь, 1975. – 351 с.

24. Сысоева, С. Автомобильные акселерометры. Часть 3. Классификация и анализ базовых рабочих принципов [Текст] / С. Сысоева // Компоненты и технологии. – 2006. – № 2. – С. 42-49.

25. Сысоева, С. Автомобильные акселерометры. Часть 4. Развитие технологий и элементной базы емкостных акселерометров [Текст] / С. Сысоева // Компоненты и технологии. – 2006. – № 3. – С. 10-17.

26. Тяпкин, В. Н. Методы определения навигационных параметров подвижных средств с использованием спутниковой радионавигационной системы ГЛОНАСС : монография [Текст] / В. Н. Тяпкин, Е. Н. Гарин. – Красноярск : Сибирский федеральный университет, 2012. – 260 с. – ISBN 978-5-7638-2639-5.

27. Фомичев, А. А. Комплексирование информации в интегрированной навигационной системе при неполном рабочем созвездии спутников [Текст] / А. А. Фомичев, А. Б. Колчев, П. В. Ларионов, Р. В. Пугачев, Б. В. Успенский // Гироскопия и навигация. – 2007. – № 1 (56). – С. 3-15.

28. Шарапов, В. М. Пьезоэлектрические датчики [Текст] / В. М. Шарапов, М. П. Мусиенко, Е. В. Шарапова. – М. : Техносфе-



ра, 2006. – 632 с.

29. Щербань, И. В. Обобщенная модель подвижного объекта для реализации тесной интеграции разнородных навигационных систем [Текст] / И. В. Щербань, О. Г. Щербань, Д. С. Конев // Автоматизация и современные технологии. – 2013. – № 2. – С. 24-29.

30. Щербань, И. В. Комплексование грубых инерциальных датчиков и мобильного GPS навигатора транспортного средства [Текст] / И. В. Щербань, Д. С. Конев, С. А. Толмачев // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2015. – № 3 (164). – С. 211-221.

31. Янчич, В. В. Пьезоэлектрические датчики вибрационного и ударного ускорения [Текст] / В. В. Янчич. – Ростов-на-Дону : Южный федеральный университет, 2008. – 77 с.

32. Яценков, В. С. Основы спутниковой навигации: системы GPS NAVSTAR и ГЛОНАСС [Текст] / В. С. Яценков. – М. : Горячая линия – Телеком, 2005. – 272 с. – ISBN 5-93517-218-6.

33. Allen, Henry V. Self-testable micro-accelerometer and method [Text] / Henry V. Allen, Stephen C. Terry, Diederik De Bruin (IC Sensors, Inc.). – US Patent №5445006, G01P21/00, 29.08.1995. – 8 p.

34. Argall, P. S. Lidar measurements taken with a large-aperture liquid mirror. 2. Sodium resonance-fluorescence system [Text] / P. S. Argall, O. N. Vassiliev, R. J. Sica // Applied Optics. – 2000. – Vol. 39, No. 15. – P. 2393-2400.

35. Aszkler, C. The Principles of Acceleration, Shock and Vibration Sensors [Text] / C. Aszkler // Sensors Magazine. – 2005. – № 5. – P. 137-154.

36. Baba, Hiroyuki. Acceleration sensor [Text] / Hiroyuki Baba, Hideki Matsumoto (Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.). – US Patent №6779403, G01P 1/02, 24.08.2004. – 18 p.

37. Baba, Hiroyuki. Acceleration sensor [Text] / Hiroyuki Baba, Noriyuki Murata (Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.). – US Patent №6817245, G01P 15/09, 16.11.2004. – 17 p.

38. Breed, D. S. Magnetically biased velocity change sensor [Text] / David S. Breed, N. J. Boonton (Breed Corporation). – US Patent №4329549, H01H 35/14, 11.05.1982. – 8 p.

39. Cannon, M. Low Cost INS/GPS Integration: Concepts and Testing [Text] / M. Cannon, G. Lachapelle, R. Nayak, O. Salychev, V. Voronov // The Journal of Navigation (Royal Institute of Naviga-



tion). – 2001. – № 1 (54). – P. 9-13.

40. Godha, S. Performance evaluation of low cost MEMS-based IMU integrated with GPS for land vehicle navigation [Text] / S. Godha. – Department of Geomatics Engineering, Calgary, Canada. – 2006. – 210 p.

41. Grewal, M. Application of Kalman Filtering to GPS, INS and Navigation: Notes [Text] / M. Grewal, A. Andrews // Kalman Filtering Consulting Associates. – Anaheim, CA. – 2000. – 123 p.

42. Halldrsson, T. Geometrical form factors for the Lidar function [Text] / T. Halldrsson, J. Langerhoic // Applied Optics. – 1978. – V. 17. – № 2. – P. 21-35.

43. Hide, C. Adaptive Kalman filtering for low-cost INS/GPS [Text] / C. Hide, T. Moore, M. Smith // Journal of Navigation. – 2003. – № 1. – P. 143-152.

44. Husby, Harald S. Crash sensor with magnetic field sensor [Text] / Harald S. Husby (Breed Automotive Technology, Inc.). – US Patent №6282942, G01P 15/105, 04.09.2001. – 8 p.

45. IEEE 647-2006. IEEE Standard Specification Format Guide and Test Procedure for Single-Axis Laser Gyros. – 2006. DOI: 10.1109/IEEESTD.2006.246241.

46. Kaplan, E. Understanding GPS: Principles and Applications [Text] / E. Kaplan, C. Hegarty. – Artech House, 1996. – 707 p.

47. Kawate, Keith W. Sensor with programmable temperature compensation [Text] / Keith W. Kawate (Texas Instruments Inc.). – US Patent №5241850, G01P 21/00, 07.09.1993. – 6 p.

48. Kolb, Stefan. Acceleration sensor and method for manufacturing an acceleration sensor [Text] / Stefan Kolb, Wolfgang Werner (Infineon Technologies AG). – US Patent №6883381, G01P 15/12, 26.04.2005. – 11 p.

49. Meister, Jack B. Vehicle safety restraint system with linear output impact sensor [Text] / Jack B. Meister (Breed Automotive Technology). – US Patent №5608270, H01H 35/14, 04.03.1997. – 11 p.

50. Mlcak, Richard. Micromechanical piezoelectric device [Text] / Richard Mlcak, Dharanipal Doppalapudi, Harry L. Tuller (Boston MicroSystems Inc.). – US Patent №6953977, H01L 41/22, 11.10.2005. – 11 p.

51. Mozgowiec, Mark D. Sensor with strain isolated sensor



[Text] / Mark D. Mozgowiec, Kai L. Keasey, Steven Beringhouse (Texas Instruments Inc.). – US Patent №5343748, G01P 21/00, 06.09.1994. – 5 p.

52. Nassar, S. Improving the Inertial Navigation System (INS) Error Model for INS and INS/DGPS Applications: Diss. Subm. PHD [Text] / S. Nassar. – Calgary : Alberta. – 2003. – 178 p.

53. Rathore, Amer. Magnetostrictive device [Text] / Amer Rathore, Teruo Mori, Kiyoshi Uchida, Hiroshi Eda, Yoshio Yamamoto (TDK Corporation). – US Patent №5982054, H04R 15/00, 09.11.1999. – 15 p.

54. Reidemeister, Eric P. Accelerometer [Text] / Eric P. Reidemeister (Texas Instruments Inc.). – US Patent №5345823, G01P 1/02, 13.09.1994. – 9 p.

55. Reidemeister, Eric P. Compact capacitive acceleration sensor [Text] / Eric P. Reidemeister (Texas Instruments Inc.). – US Patent №5542296, G01P 1/02, 06.08.1996. – 10 p.

56. Salytcheva, A. Medium accuracy INS/GPS integration in various GPS environments [Text] / A. Salytcheva. – Department of Geomatics Engineering Calgary, Canada. – 2004. – 230 p.

57. Stentz, T. Integrated Air/Ground Vehicle System for Semi-Autonomous Off-Road Navigation [Text] / T. Stentz, A. Kelly, H. Herman, P. Rander, O. Amidi // AUVSI Symposium (Carnegie Mellon University). – July 10, 2002. – P. 1-17.

58. Swanson, Gregory D. Piezoresistive force rebalance accelerometer [Text] / Gregory D. Swanson (Delco Electronics Corporation). – US Patent №5596144, G01P 15/13, 21.01.1997. – 8 p.

59. Thuen, Torbjorn. Velocity change sensor with spring bias [Text] / Torbjorn Thuen, Morris Plains, Harald S. Husby, Budd Lake, Allen K. Breed (Breed Automotive Corporation). – US Patent №5031931, B60R 21/32, 16.07.1991. – 7 p.

60. Thuen, Torbjorn. Gas damped crash sensor [Text] / Torbjorn Thuen, Morris Plains, Harald S. Husby, Budd Lake, Allen K. Breed (Breed Automotive Technology, Inc.). – US Patent №5237134, H01H 35/14, 17.08.1993. – 8 p.

61. Werner, Wolfgang. Integrated micromechanical sensor device [Text] / Wolfgang Werner (Siemens Aktiengesellschaft). – US Patent №5744719, G01P 15/125, 28.04.1998. – 8 p.



62. Acar, C. Experimental evaluation and comparative analysis of commercial variable-capacitance MEMS accelerometers: [Електронний ресурс]. – Режим доступу: www.repositories.cdlib.org/cgi/viewcontent.cgi?article=1674&.../viewcontent.pdf. (Дата звернення: 16.12.2015).

63. Bernstein, J. An Overview of MEMS Inertial Sensing Technology: [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://www.sensorsmag.com/articles/0203/14/main>. (Дата звернення: 18.12.2015).

64. Common Sensors and Actuators for Mechatronics Projects: [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://sine.ni.com/nips/cds/view/p/lang/ru/nid/211722>. (Дата звернення: 22.01.2016).

65. Cooper, E. B. High-resolution micromachined interferometric accelerometer: [Електронний ресурс]. – Режим доступу: www.media.mit.edu/nanoscale/courses/readings/APL_ID_accel.pdf. (Дата звернення: 03.02.2016).

66. Introduction to piezoelectric accelerometers. Sensor Network: [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://www.sensornet-work.com/id28.html>. (Дата звернення: 28.12.2015).

67. Khammash, M. Robust Feedback Control Design of an UltraSensitive, High Bandwidth Tunneling Accelerometer: [Електронний ресурс]. – Режим доступу: [http://www.engineering.ucsb.edu/~tmems/Robust Feedback Control Design of an UI.../Robust Feedback Control Design of an UltraSensitive, High Bandwidth.pdf](http://www.engineering.ucsb.edu/~tmems/Robust%20Feedback%20Control%20Design%20of%20an%20UltraSensitive,%20High%20Bandwidth.pdf). (Дата звернення: 03.03.2016).

68. Kulwanoski, G. The Principles of Piezoelectric Accelerometers: [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://www.sensorsmag.com/articles/0204/27/main.html>. (Дата звернення: 26.02.2016).

69. Shih, P. Useful Role For The ADXL202 Dual-Axis Accelerometer In Speedometer-Independent Car-Navigation Systems: [Електронний ресурс]. – Режим доступу: www.analog.com/library/analogDialogue/archives/ADXL202. (Дата звернення: 30.01.2016).

70. The Cognitive Autonomous Vehicles of UniBwM: VaMors, VaMP, MuCAR-3: [Електронний ресурс]. – Режим доступу: https://www.munichnetwork.com/fileadmin/user_upload/konferenzen/mobilitaetsforum-3/080924WuenscheProfDrHansJoachim_RobotCar. (Дата звернення: 11.02.2016).



РОЗДІЛ 2. АНАЛІЗ ТОЧНОСТІ МЕТОДІВ ВИМІРЮВАННЯ ПРИСКОРЕННЯ МОБІЛЬНИХ РОБОТІВ ТА СПОСОБИ ЇЇ ПІДВИЩЕННЯ

Об'єкти вимірювань, середовище та засоби вимірювань є матеріальними об'єктами, які деяким чином взаємозв'язані між собою. Тому їх математичні моделі мають відображати зв'язки між ними. Однак величини, які характеризують об'єкт вимірювання та середовище, в загальному випадку не є сталими, що має відобразитися в їх математичних моделях.

Процес вимірювання завжди реалізується в конкретних умовах (середовищі), тому результат вимірювання залежить від робочих умов вимірювання. В робочих умовах вимірювання наявні різні детерміновані та стохастичні збурення, які накладаються на вимірювану величину та результат вимірювання і впливають на засіб вимірювання, вимірювану величину, об'єкт вимірювання і безпосередньо на результат вимірювання [29].

Задачами даного розділу є: вдосконалення класичного методу визначення параметрів руху об'єкта на кінцевому інтервалі часу (з аналізом точності та ефективності); врахування робочих умов вимірювання параметрів руху об'єктів в математичній моделі формування результату вимірювання; оцінка точності навігаційно-часових визначень в СРНС; дослідження впливу кліматичних факторів на оцінку точності ультразвукового локаційного методу вимірювання прискорення; аналіз використання в МР багатофункціональних сенсорів та мультисенсорних модулів з оптимізованою сенсорною архітектурою для комплексної обробки сенсорних сигналів; а також використання стелс-технологій в мобільних робототехнічних комплексах та методи виявлення малопомітних об'єктів.

За результатами досліджень, проведених у даному розділі, авторами опубліковано роботи [17, 31-36, 45].

2.1. Визначення параметрів руху об'єкта на кінцевому інтервалі часу

Запропонований в даному підрозділі спосіб визначення параметрів руху об'єкта на кінцевому інтервалі часу є розвитком



класичного методу вимірювання прискорення, розглянутого в п. 1.2.1. Для підвищення точності вимірювань пропонується інтервал часу вимірювання Δt розбити на $m - 1$ рівних інтервалів часу тривалістю T , визначати координати об'єкта на границях цих дискретних інтервалів часу, а параметри руху об'єкта розраховувати за визначеними кодами координат $N(t_i)$. На рис. 2.1 наведена часова діаграма приймання сигналів координат переміщення на кінцевому інтервалі часу вимірювання Δt .

2.1.1. Методика визначення параметрів руху об'єкта

Розглянемо методику визначення параметрів руху об'єкта за рис. 2.1.

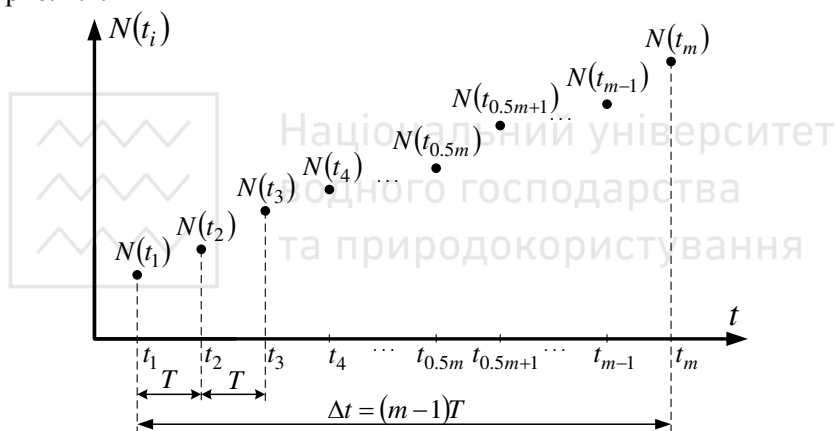


Рис. 2.1. Часова діаграма приймання сигналів координат переміщення на кінцевому інтервалі часу вимірювання Δt

Миттєву швидкість $V(t_i)$ можна визначити для всіх моментів часу від t_2 і до t_m (миттєвою її будемо називати тому, що інтервал часу $T = t_i - t_{i-1}$ між моментами визначення координат t_{i-1} та t_i вибирається якомога меншим, однак достатнім для визначення координат з необхідною точністю), тобто для визначення миттєвої швидкості необхідно визначити поточну і попередню координати об'єкта, а значення миттєвої швидкості визначається на інтервалі часу тривалістю T :



$$V(t_2) = K \frac{N(t_2) - N(t_1)}{T}; \quad V(t_i) = K \frac{N(t_i) - N(t_{i-1})}{T}.$$

Миттєве прискорення $a(t_i)$ можна визначити для всіх моментів часу, починаючи від t_3 і до t_m [36], тобто для визначення миттєвого прискорення необхідно визначити поточну та дві попередні координати об'єкта, а значення миттєвого прискорення визначається на інтервалі часу тривалістю $2T$:

$$a(t_i) = \frac{V(t_i) - V(t_{i-1})}{T} = K \frac{N(t_i) - 2N(t_{i-1}) + N(t_{i-2}))}{T^2}.$$

Миттєва різкість $r(t_i)$ може бути визначена для всіх моментів часу, починаючи від t_4 і до t_m [45], тобто для визначення миттєвої різкості необхідно визначити поточну та три попередні координати об'єкта, а значення миттєвої різкості визначається на інтервалі часу тривалістю $3T$:

$$\begin{aligned} r(t_i) &= \frac{a(t_i) - a(t_{i-1})}{T} = \frac{V(t_i) - 2V(t_{i-1}) + V(t_{i-2}))}{T^2} = \\ &= K \frac{N(t_i) - 3N(t_{i-1}) + 3N(t_{i-2}) - N(t_{i-3}))}{T^3}. \end{aligned}$$

При усередненні результатів за кінцевим інтервалом часу Δt отримаємо:

$$V_{cep}(\Delta t) = \frac{\sum_{i=2}^m V(t_i)}{m-1} = K \frac{N(t_m) - N(t_1)}{(m-1)T} = K \frac{N(t_m) - N(t_1)}{\Delta t}; \quad (2.1)$$

$$a_{cep}(\Delta t) = \frac{\sum_{i=3}^m a(t_i)}{m-2} = \frac{V(t_m) - V(t_2)}{(m-2)T} = K \frac{N(t_m) - N(t_{m-1}) - N(t_2) + N(t_1)}{(m-2)T^2}; \quad (2.2)$$

$$\begin{aligned} r_{cep}(\Delta t) &= \frac{\sum_{i=4}^m r(t_i)}{m-3} = \frac{a(t_m) - a(t_3)}{(m-3)T} = \\ &= K \frac{N(t_m) - 2N(t_{m-1}) + N(t_{m-2}) - N(t_3) + 2N(t_2) - N(t_1)}{(m-3)T^3}. \end{aligned} \quad (2.3)$$



Отримані середні значення параметрів руху об'єкта на кінцевому інтервалі часу враховують тільки частину визначених координат переміщення. Для підвищення точності вимірювань пропонується визначати різницю середніх арифметичних кодів координат на першій і другій половині інтервалу Δt , а отриманий результат є достатнім для визначення швидкості переміщення на інтервалі Δt з меншою похибкою, ніж в роботах [19, 23]:

$$\begin{aligned} V_{cep\Sigma}(\Delta t) &= \frac{K}{\Delta t/2} \cdot \left(\frac{2}{m} \sum_{i=\frac{m}{2}+1}^m N(t_i) - \frac{2}{m} \sum_{i=1}^{\frac{m}{2}} N(t_i) \right) = \\ &= \frac{4K}{m\Delta t} \cdot \left(\sum_{i=\frac{m}{2}+1}^m N(t_i) - \sum_{i=1}^{\frac{m}{2}} N(t_i) \right), \end{aligned} \quad (2.4)$$

де $V_{cep\Sigma}(\Delta t)$ – середня швидкість на інтервалі часу Δt , визначена

за даним способом; $\frac{2}{m} \sum_{i=1}^{\frac{m}{2}} N(t_i)$ і $\frac{2}{m} \sum_{i=\frac{m}{2}+1}^m N(t_i)$ – середні значення кодів координат переміщення на першій і другій половині інтервалу; m – парне число, що дорівнює кількості координат $N(t_i)$.

Аналогічно пропонується визначати середні значення прискорення і різкості на інтервалі Δt , однак при визначенні прискорення інтервал Δt потрібно розділити на три однакові частини, а при визначенні різкості – на чотири (при визначенні прискорення m має бути кратне 3, а при визначенні різкості – кратне 4):

$$a_{cep\Sigma}(\Delta t) = \frac{27K}{m(\Delta t)^2} \cdot \left(\sum_{i=\frac{2m}{3}+1}^m N(t_i) - 2 \cdot \sum_{i=\frac{m}{3}+1}^{\frac{2m}{3}} N(t_i) + \sum_{i=1}^{\frac{m}{3}} N(t_i) \right); \quad (2.5)$$

$$r_{cep\Sigma}(\Delta t) = \frac{256K}{m(\Delta t)^3} \cdot \left(\sum_{i=\frac{3m}{4}+1}^m N(t_i) - 3 \cdot \sum_{i=\frac{m}{2}+1}^{\frac{3m}{4}} N(t_i) + 3 \cdot \sum_{i=\frac{m}{4}+1}^{\frac{m}{2}} N(t_i) - \sum_{i=1}^{\frac{m}{4}} N(t_i) \right). \quad (2.6)$$



2.1.2. Аналіз точності способу визначення параметрів руху об'єкта

Запропонований спосіб визначення параметрів руху об'єкта має похибку, обумовлену похибками $\Delta_{N(t_i)}$ кодів координат $N(t_i)$ (похибка квантування, інструментальна похибка й ін.), тому в загальному випадку можна вважати $\Delta_{N(t_i)}$ випадковою величиною, розподіленою за нормальним законом з СКВ $\sigma[\Delta_{N(t_i)}]$.

Відносні похибки визначення середніх значень швидкості $\varepsilon_{V_{cep\Sigma}}$, прискорення $\varepsilon_{a_{cep\Sigma}}$ і різкості $\varepsilon_{r_{cep\Sigma}}$ запропонованим способом та відповідних їм СКВ $\sigma[\varepsilon_{V_{cep\Sigma}}]$, $\sigma[\varepsilon_{a_{cep\Sigma}}]$ та $\sigma[\varepsilon_{r_{cep\Sigma}}]$ визначаються такими співвідношеннями:

$$\varepsilon_{V_{cep\Sigma}} = \frac{\Delta_{V_{cep\Sigma}}}{(V_{cep\Sigma})_{\max}} = \frac{4K \cdot \Delta \left(\sum_{i=\frac{m}{2}+1}^m N(t_i) - \sum_{i=1}^{\frac{m}{2}} N(t_i) \right)}{(V_{cep})_{\max} m \Delta t} = \frac{4K \cdot \sum_{i=1}^m \Delta_{N(t_i)}}{(V_{cep})_{\max} m(m-1)T}; \quad (2.7)$$

$$\sigma[\varepsilon_{V_{cep\Sigma}}] = \frac{4K \sqrt{m} \sigma[\Delta_{N(t_i)}]}{(V_{cep})_{\max} m \Delta t} = \frac{4K \sigma[\Delta_{N(t_i)}]}{\sqrt{m} (m-1)T (V_{cep})_{\max}}; \quad (2.8)$$

$$\begin{aligned} \varepsilon_{a_{cep\Sigma}} &= \frac{\Delta_{a_{cep\Sigma}}}{(a_{cep\Sigma})_{\max}} = \frac{27K \cdot \Delta \left(\sum_{i=\frac{2m}{3}+1}^m N(t_i) - 2 \cdot \sum_{i=\frac{m}{3}+1}^{\frac{2m}{3}} N(t_i) + \sum_{i=1}^{\frac{m}{3}} N(t_i) \right)}{(a_{cep})_{\max} m (\Delta t)^2} = \\ &= \frac{108K \cdot \sum_{i=1}^m \Delta_{N(t_i)}}{m^2 (m-1)^2 T^2 (a_{cep})_{\max}}; \end{aligned} \quad (2.9)$$

$$\sigma[\varepsilon_{a_{cep\Sigma}}] = \frac{108K \sqrt{m} \sigma[\Delta_{N(t_i)}]}{m^2 (\Delta t)^2 (a_{cep})_{\max}} = \frac{108K \sigma[\Delta_{N(t_i)}]}{\sqrt{m} m (m-1)^2 T^2 (a_{cep})_{\max}}; \quad (2.10)$$



$$\varepsilon_{r_{cep\Sigma}} = \frac{\Delta_{r_{cep\Sigma}}}{(r_{cep\Sigma})_{\max}} = \frac{256K \cdot \frac{9}{m^2} \sum_{i=1}^m \Delta_{N(t_i)}}{m(\Delta t)^3 (r_{cep})_{\max}} = \frac{2304K \cdot \sum_{i=1}^m \Delta_{N(t_i)}}{m^3(m-1)^3 T^3 (r_{cep})_{\max}}; \quad (2.11)$$

$$\sigma[\varepsilon_{r_{cep\Sigma}}] = \frac{2304K \sqrt{m} \sigma[\Delta_{N(t_i)}]}{m^3(\Delta t)^3 (r_{cep})_{\max}} = \frac{2304K \sigma[\Delta_{N(t_i)}]}{\sqrt{m} m^2(m-1)^3 T^3 (r_{cep})_{\max}}. \quad (2.12)$$

де $(V_{cep\Sigma})_{\max} = (V_{cep})_{\max}$, $(a_{cep\Sigma})_{\max} = (a_{cep})_{\max}$, $(r_{cep\Sigma})_{\max} = (r_{cep})_{\max}$ – максимальні значення швидкості, прискорення та різкості; $\Delta_{V_{cep\Sigma}}$, $\Delta_{a_{cep\Sigma}}$, $\Delta_{r_{cep\Sigma}}$ – абсолютні похибки визначення швидкості, прискорення та різкості.

2.1.3. Аналіз ефективності способу визначення параметрів руху об'єкта

Для того, щоб з'ясувати, чи забезпечує запропонований спосіб більшу точність при визначенні параметрів руху у порівнянні з класичним способом, порівняємо СКВ відносних похибок визначення швидкості, прискорення та різкості запропонованого та класичного способів за їх відношенням:

$$k_V = \frac{\sigma[\varepsilon_{V_{cep}}]}{\sigma[\varepsilon_{V_{cep\Sigma}}]} = \frac{\sqrt{2} K \sigma[\Delta_{N(t_i)}]}{(V_{cep})_{\max} \Delta t} \cdot \frac{(V_{cep})_{\max} m \Delta t}{4K \sqrt{m} \sigma[\Delta_{N(t_i)}]} = \sqrt{\frac{m}{8}} = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{m}{2}}; \quad (2.13)$$

$$k_a = \frac{\sigma[\varepsilon_{a_{cep}}]}{\sigma[\varepsilon_{a_{cep\Sigma}}]} = \frac{\sqrt{2} K \sigma[\Delta_{N(t_i)}]}{(a_{cep})_{\max} (\Delta t)^2} \cdot \frac{\sqrt{m} m (\Delta t)^2 (a_{cep})_{\max}}{108K \sigma[\Delta_{N(t_i)}]} = \frac{m}{54} \cdot \sqrt{\frac{m}{2}}; \quad (2.14)$$

$$k_r = \frac{\sigma[\varepsilon_{r_{cep}}]}{\sigma[\varepsilon_{r_{cep\Sigma}}]} = \frac{\sqrt{2} K \sigma[\Delta_{N(t_i)}]}{(r_{cep})_{\max} (\Delta t)^3} \cdot \frac{\sqrt{m} m^2 (\Delta t)^3 (r_{cep})_{\max}}{2304K \sigma[\Delta_{N(t_i)}]} = \frac{m^2}{1152} \cdot \sqrt{\frac{m}{2}}. \quad (2.15)$$

В результаті аналізу ефективності запропонованого способу визначення параметрів руху об'єкта за (2.13)–(2.15) отримано такі результати [36].

1. При визначенні швидкості руху об'єкта кількість координат



нат m має бути парною, при визначенні прискорення – кратною 3, а при визначенні різкості – кратною 4. При одночасному визначенні швидкості та прискорення кількість координат m має бути кратною 6, а при визначенні ще й різкості – кратною 12.

2. Збільшення точності визначення швидкості даним способом відносно класичного відбувається при $m > 8$, прискорення – при $m > 18$, різкості – при $m \geq 20$. Для досягнення ефективного зменшення похибки визначення параметрів руху кількість використовуваних координат має бути: при визначенні швидкості $m \geq 2k, k \geq 5$, прискорення – $m \geq 3k, k \geq 7$, різкості – $m \geq 4k, k \geq 5$, швидкості і прискорення – $m \geq 6k, k \geq 4$, швидкості й різкості – $m \geq 4k, k \geq 5$, прискорення та різкості – $m \geq 12k, k \geq 2$, швидкості, прискорення і різкості – $m \geq 12k, k \geq 2$.

Тому що вибір величини m в загальному випадку знаходиться у компетенції розробника, то отримувана ефективність запропонованого способу реалізується з врахуванням значення m . Для ілюстрації ефективності запропонованого способу визначення параметрів руху об'єкта на рис. 2.2 наведені залежності коефіцієнтів k_v , k_a та k_r за (2.13)–(2.15) від m (при розрахунках значення m вибиралося кратним 12, що є обов'язковою умовою одночасного визначення швидкості, прискорення та різкості руху об'єкта; пунктирними показані лінії тренду).

Необхідно зазначити, що отримані дискретності кодів різко-

$$\text{сті} \quad \sum_{i=\frac{3m}{4}+1}^m N(t_i) - 3 \cdot \sum_{i=\frac{m}{2}+1}^{\frac{3m}{4}} N(t_i) + 3 \cdot \sum_{i=\frac{m}{4}+1}^{\frac{m}{2}} N(t_i) - \sum_{i=1}^{\frac{m}{4}} N(t_i), \quad \text{прискорення}$$

$$\sum_{i=\frac{2m}{3}+1}^m N(t_i) - 2 \cdot \sum_{i=\frac{m}{3}+1}^{\frac{2m}{3}} N(t_i) + \sum_{i=1}^{\frac{m}{3}} N(t_i) \quad \text{та} \quad \text{швидкості} \quad \text{переміщення}$$

$$\sum_{i=\frac{m}{2}+1}^m N(t_i) - \sum_{i=1}^{\frac{m}{2}} N(t_i) \quad \text{більші дискретностей відповідних кодів кла-}$$

сичного способу, що також є перевагою даного способу.

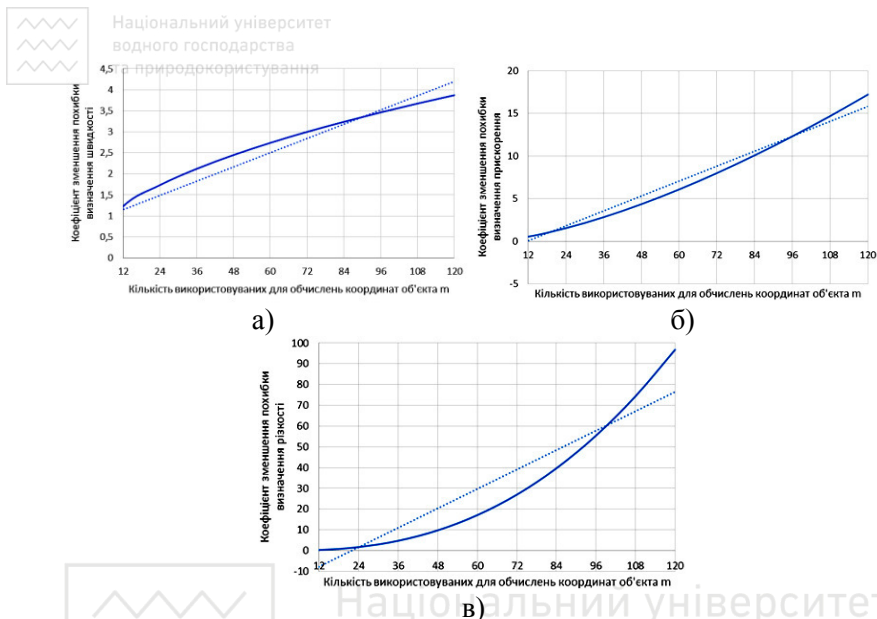


Рис. 2.2. Залежності коефіцієнтів зменшення похибок визначення швидкості k_v (а), прискорення k_a (б) та різкості k_r (в) від кількості використаних для обчислень координат об'єкта m на кінцевому інтервалі часу вимірювання Δt

2.2. Врахування робочих умов вимірювання параметрів руху об'єктів в математичній моделі формування результату вимірювання

2.2.1. Нормування робочих умов при вимірюванні параметрів руху об'єктів

Величини, що характеризують робочі умови вимірювання, діляться на чотири групи [25]:

- кліматичні величини (температура, тиск, вологість та ін.);
- електричні й магнітні величини (електричні струми, напруги і магнітні поля різного роду);
- величини, що характеризують механічну дію на об'єкт вимірювання (вібрації, ударні навантаження та ін.);
- величини, що характеризують атмосферу (радіаційні й іонізуючі випромінювання, газовий склад атмосфери, запилення,



зادимлення та ін.).

Забезпечити єдність вимірювань відносно усіх можливих робочих умов вимірювання неможливо, тому для конкретних видів вимірюваних величин встановлюються єдині умови вимірювання (нормальні умови), для яких мають виконуватися умови єдності вимірювань. Такими умовами є перелік нормованих величин, що впливають на результат вимірювання, та вимоги до значень цих величин, які задаються або у формі допустимих меж зміни, або як номінальне значення.

При вимірюванні параметрів руху об'єктів номінальні значення нормованих величин, що впливають на результат вимірювання, є такими [10, 26]:

- температура – 20°C (293 K);
- тиск навколишнього повітря – 99.992 кПа (750 мм. рт. ст.);
- відносна вологість повітря – 65% (нормальний парціальний тиск водяної пари 1351 Па);
- густина повітря – 1.2 кг/м^3 ;
- прискорення вільного падіння (сили тяжіння) – 9.8 м/с^2 ;
- магнітна індукція і напруженість електричного поля – 0 .

Однак при тривалих вимірюваннях забезпечити номінальні значення впливових величин неможливо, тому встановлюються їх допустимі межі зміни. Як правило, значення меж зміни вибираються з врахуванням діапазону зміни вимірюваної величини та допустимих меж похибки результату вимірювання. Так, поширеною є вимога, що результати вимірювань для порівняльності мають приводитися до нормальних значень впливових величин з похибкою, що не перевищує 35% допустимої похибки вимірювання [10]. В обґрунтованих випадках допускається приведення результатів вимірювань до інших номінальних значень впливових величин, які встановлюються у кожному окремому випадку у відповідних державних стандартах.

2.2.2. Математична модель впливу робочих умов на коефіцієнт чутливості засобу вимірювання

В процесі вимірювання робочі умови найбільше впливають на об'єкт вимірювання, що характеризується величиною x , та засіб вимірювання (ЗВ).



Якщо математична модель ЗВ представлена в формі вагової функції $kw_0(t)$ [26], то коефіцієнт чутливості k залежить від розміру одиниці величини, яка відтворюється ЗВ, а нормована вагова функція $w_0(t)$ відображає інерційні, дисипативні та інші властивості ЗВ. В статичному режимі вимірювання впливом інерційних властивостей ЗВ нехтують, а суттєвим є вплив робочих умов на коефіцієнт чутливості ЗВ. В динамічному режимі вплив на результат вимірювання нормованої вагової функції значно збільшується. Однак при невеликих відхиленнях від номінальних значень величин, що характеризують робочі умови вимірювання, їх вплив на значення параметрів нормованої вагової функції є незначним, тому цим впливом часто нехтують.

Розглянемо математичну модель впливу робочих умов (середовища) на коефіцієнт чутливості ЗВ. Прийнемо, що коефіцієнт чутливості ЗВ є деякою диференційованою функцією коефіцієнтів чутливості перетворювачів, що входять до складу ЗВ і формують результат вимірювання (при цьому тип функції залежить від способу з'єднання перетворювачів в ЗВ) [25]:

$$k = f(k_1, k_2, \dots, k_m) = f(k_i), \quad (2.16)$$

де k_i ($i = \overline{1, m}$) – коефіцієнт чутливості i -го перетворювача.

Якщо покласти, що $k_i = k_{i0} + \Delta k_i = k_{i0}(1 + \varepsilon_{k_i})$, де k_{i0} – номінальне значення, Δk_i – абсолютне та $\varepsilon_{k_i} = \frac{\Delta k_i}{k_{i0}}$ – відносне відхилення від номінального значення коефіцієнта чутливості i -го перетворювача, то отримаємо:

$$k = f(k_{10} + \Delta k_1, k_{20} + \Delta k_2, \dots, k_{m0} + \Delta k_m) = k_0 + \Delta k = k_0(1 + \varepsilon_k), \quad (2.17)$$

де $k_0 = f(k_{10}, k_{20}, \dots, k_{m0})$ – номінальне значення коефіцієнта чутливості ЗВ; Δk – абсолютне і $\varepsilon_k = \frac{\Delta k}{k_0}$ – відносне відхилення k

від номінального значення, обумовлене відхиленнями Δk_i .

Визначимо відхилення в співвідношенні (2.17), для чого представимо дану функцію рядом Тейлора відносно номінальних



значень аргументів [21]:

$$\Delta k = \sum_{j=1}^{\infty} \frac{1}{j!} \sum_{i=1}^m \frac{\partial^j k}{\partial k_i^j} \cdot (\Delta k_i)^j = \sum_{j=1}^{\infty} \frac{1}{j!} \sum_{i=1}^m \gamma_i^{(j)} (\Delta k_i)^j, \quad (2.18)$$

де $\gamma_i^{(j)} = \left. \frac{\partial^j f(k_1, k_2, \dots, k_m)}{\partial k_i^j} \right|_{\substack{k_i = k_{i0} \\ i=1, m}} - \text{частинні похідні функції (2.17).}$

Відхилення Δk_i обумовлені двома групами факторів:

- виробничо-технологічними факторами, тобто похибками технології виготовлення перетворювачів $\Delta k_{i.em}$;
- відхиленнями від номінальних значень величин, що характеризують робочі умови вимірювання, тобто $\Delta k_{i.py}$:

$$\Delta k_i = \Delta k_{i.em} + \Delta k_{i.py}. \quad (2.19)$$

Складову $\Delta k_{i.py}$ представимо через відхилення від номінальних значень величин другої групи факторів за допомогою рівняння зв'язку:

$$k_i = \psi(\xi_1, \xi_2, \dots, \xi_p) = \psi(\xi_i), \quad (2.20)$$

де $\xi_{\overline{l=1, p}}$ – величини, що впливають на коефіцієнти чутливості перетворювачів.

Розкладемо аналогічно функцію ξ_i в ряд Тейлора відносно номінальних значень аргументів та отримаємо:

$$\Delta k_{i.py} = \sum_{j=1}^{\infty} \frac{1}{j!} \sum_{l=1}^p \frac{\partial^j k_i}{\partial \xi_l^j} \cdot (\Delta \xi_l)^j = \sum_{j=1}^{\infty} \frac{1}{j!} \sum_{l=1}^p \chi_{il}^{(j)} (\Delta \xi_l)^j, \quad (2.21)$$

де $\chi_{il}^{(j)} = \left. \frac{\partial^j \psi(\xi_1, \xi_2, \dots, \xi_m)}{\partial \xi_l^j} \right|_{\substack{\xi_l = \xi_{l0} \\ l=1, p}} - \text{частинні похідні від функції}$

(2.20).

Якщо підставити співвідношення (2.19) та (2.21) в рівняння (2.18) і розкласти степеневу функцію в дужках в ряд Маклорена [29], отримаємо [17]:

$$\Delta k = \sum_{j=1}^{\infty} \frac{1}{j!} \sum_{i=1}^m \frac{\partial^j k}{\partial k_i^j} \cdot \left(\Delta k_{i.em} + \sum_{j=1}^{\infty} \frac{1}{j!} \sum_{l=1}^p \chi_{il}^{(j)} (\Delta \xi_l)^j \right)^j =$$



$$\begin{aligned} &= \sum_{j=1}^{\infty} \frac{1}{j!} \sum_{i=1}^m \frac{\partial^j k}{\partial k_i^j} \times \sum_{n=0}^{\infty} \frac{j(j-1)\dots(j-n+1) \Delta k_{i,em}^{j-n} \cdot \left(\sum_{j=1}^{\infty} \frac{1}{j!} \sum_{l=1}^p \chi_{il}^{(j)} (\Delta \xi_l)^j \right)^n}{n!} = \\ &= \sum_{j=1}^{\infty} \frac{1}{j!} \sum_{i=1}^m \frac{\partial^j k}{\partial k_i^j} \Delta k_{i,em}^j + \sum_{j=1}^{\infty} \frac{1}{j!} \sum_{i=1}^m \frac{\partial^j k}{\partial k_i^j} \times \\ &\times \sum_{n=1}^{\infty} \frac{j(j-1)\dots(j-n+1) \Delta k_{i,em}^{j-n} \cdot \left(\sum_{j=1}^{\infty} \frac{1}{j!} \sum_{l=1}^p \chi_{il}^{(j)} (\Delta \xi_l)^j \right)^n}{n!} = \Delta k_{em} + \Delta k_{py}, \end{aligned} \quad (2.22)$$

де $\Delta k_{em} = \sum_{j=1}^{\infty} \frac{1}{j!} \sum_{i=1}^m \frac{\partial^j k}{\partial k_i^j} \Delta k_{i,em}^j = \sum_{j=1}^{\infty} \frac{1}{j!} \sum_{i=1}^m \gamma_i^{(j)} \Delta k_{i,em}^j$ – відхилення коефіцієнта чутливості ЗВ за рахунок впливу виробничо-технологічних факторів; $\alpha_l^{(j)} = \sum_{i=1}^m \gamma_i^{(j)} \chi_{il}^{(j)}$ – коефіцієнти, що визначають вплив відхилень $\Delta \xi_l$ на відхилення коефіцієнта чутливості ЗВ;

$$\Delta k_{py} = \sum_{j=1}^{\infty} \frac{1}{j!} \sum_{i=1}^m \frac{\partial^j k}{\partial k_i^j} \times \sum_{n=1}^{\infty} \frac{j(j-1)\dots(j-n+1) \Delta k_{i,em}^{j-n} \cdot \left(\sum_{j=1}^{\infty} \frac{1}{j!} \sum_{l=1}^p \chi_{il}^{(j)} (\Delta \xi_l)^j \right)^n}{n!} -$$

відхилення коефіцієнта чутливості ЗВ за рахунок відхилень від номінальних значень величин, що впливають на коефіцієнти чутливості перетворювачів ЗВ.

В загальному вигляді при врахуванні великої кількості членів розкладу функцій k_i та ξ_l в ряд Тейлора ($j \rightarrow \infty$) співвідношення (2.22) є доволі складним і не дозволяє визначити окремі складові відхилень коефіцієнтів чутливості ЗВ від номінального значення. Тому розглянемо варіанти обмеження кількості членів розкладу зазначених функцій в ряд Тейлора. При врахуванні тільки лінійного члену розкладу ($j=1$) отримаємо:

$$\Delta k_{j=1} = \sum_{i=1}^m \left. \frac{\partial f(k_1, k_2, \dots, k_m)}{\partial k_i} \right|_{k_i=k_{i0}} \times$$



$$\begin{aligned} & \times \left(\Delta k_{i,sm} + \sum_{l=1}^p \frac{\partial \psi(\xi_1, \xi_2, \dots, \xi_m)}{\partial \xi_l} \Big|_{\substack{\xi_l = \xi_{l0} \\ l=1, p}} \cdot \Delta \xi_l \right) = \\ & = \sum_{i=1}^m \gamma_i^{(1)} \cdot \left(\Delta k_{i,sm} + \sum_{l=1}^p \chi_{il}^{(1)} \cdot \Delta \xi_l \right) = \\ & = \sum_{i=1}^m \gamma_i^{(1)} \Delta k_{i,sm} + \sum_{i=1}^m \left(\sum_{l=1}^p \gamma_i^{(1)} \chi_{il}^{(1)} \Delta \xi_l \right) = \Delta k_{sm1} + \Delta k_{py1}, \end{aligned}$$

$$\text{де } \Delta k_{sm1} = \sum_{i=1}^m \gamma_i^{(1)} \Delta k_{i,sm} \text{ і } \Delta k_{py1} = \sum_{l=1}^p \alpha_l^{(1)} \Delta \xi_l = \sum_{i=1}^m \left(\sum_{l=1}^p \gamma_i^{(1)} \chi_{il}^{(1)} \Delta \xi_l \right) -$$

відповідні відхилення коефіцієнта чутливості ЗВ, що визначаються врахуванням тільки лінійного члену розкладу;

$\alpha_l^{(1)} = \sum_{i=1}^m \gamma_i^{(1)} \chi_{il}^{(1)}$ – коефіцієнти, що визначають вплив відхилень $\Delta \xi_l$ на відхилення коефіцієнта чутливості ЗВ при врахуванні тільки лінійного члену розкладу.

При $j=2$, тобто при врахуванні додатково квадратичного члену розкладу, отримаємо [17]:

$$\begin{aligned} \Delta k_{j=2} &= \sum_{j=1}^2 \frac{1}{j!} \sum_{i=1}^m \frac{\partial^j k}{\partial \xi_i^j} \cdot \left(\Delta k_{i,sm} + \sum_{j=1}^2 \frac{1}{j!} \sum_{l=1}^p \chi_{il}^{(j)} (\Delta \xi_l)^j \right)^j = \\ &= \sum_{i=1}^m \gamma_i^{(1)} \Delta k_{i,sm} + \sum_{i=1}^m \left(\sum_{l=1}^p \gamma_i^{(1)} \chi_{il}^{(1)} \Delta \xi_l \right) + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^m \gamma_i^{(2)} \Delta k_{i,sm}^2 + \\ &+ \frac{1}{2} \sum_{i=1}^m \Delta k_{i,sm} \left(\sum_{l=1}^p \gamma_i^{(2)} \chi_{il}^{(2)} \Delta \xi_l^2 \right) + \frac{1}{8} \sum_{i=1}^m \gamma_i^{(2)} \cdot \left(\sum_{l=1}^p \chi_{il}^{(2)} \Delta \xi_l^2 \right)^2 = \\ &= \Delta k_{sm1} + \Delta k_{py1} + \Delta k_{sm12} + \Delta k_{py12.1} + \Delta k_{py12.2} = \Delta k_{sm2} + \Delta k_{py2}, \end{aligned} \quad (2.23)$$

$$\text{де } \Delta k_{sm12} = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^m \gamma_i^{(2)} \Delta k_{i,sm}^2 - \text{відхилення коефіцієнта чутливості ЗВ}$$

за рахунок впливу виробничо-технологічних факторів при врахуванні тільки квадратичного члена розкладу;

$$\Delta k_{py12.1} = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^m \Delta k_{i,sm} \left(\sum_{l=1}^p \gamma_i^{(2)} \chi_{il}^{(2)} \Delta \xi_l^2 \right) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^m \Delta k_{i,sm} \left(\sum_{l=1}^p \alpha_l^{(2)} \Delta \xi_l^2 \right) \quad \text{та}$$



$$\Delta k_{py122} = \frac{1}{8} \sum_{i=1}^m \gamma_i^{(2)} \cdot \left(\sum_{l=1}^p \chi_{il}^{(2)} \Delta \xi_l^2 \right)^2 - \text{відхилення коефіцієнта чутли-$$

вості ЗВ за рахунок відхилень від номінальних значень величин, що впливають на коефіцієнти чутливості перетворювачів ЗВ при врахуванні тільки квадратичного члена розкладу;

$$\alpha_i^{(2)} = \sum_{l=1}^m \gamma_i^{(2)} \chi_{il}^{(2)} - \text{коефіцієнти, що визначають вплив відхилень}$$

$\Delta \xi_l$ на відхилення коефіцієнта чутливості ЗВ при врахуванні тільки квадратичного члена розкладу; $\Delta k_{em2} = \Delta k_{em1} + \Delta k_{em12}$ та $\Delta k_{py2} = \Delta k_{py1} + \Delta k_{py121} + \Delta k_{py122}$ – відхилення коефіцієнта чутливості ЗВ при врахуванні двох перших членів розкладу.

Якщо у виразі (2.17) прийняти $k_0 = 1$, то

$$k = 1 + \Delta k = 1 + \Delta k_{em} + \Delta k_{py} = 1 + \varepsilon_{k_{em}} + \varepsilon_{k_{py}}, \quad (2.24)$$

а вплив робочих умов вимірювання визначається складовою Δk_{py} .

Вплив робочих умов на об'єкт вимірювання необхідно враховувати тому, що він приводить до змін вимірюваної величини, яка характеризує об'єкт вимірювання (при цьому впливовими можуть бути всі чотири групи величин, якими характеризуються робочі умови вимірювання). В підсумку вплив робочих умов (середовища) на об'єкт вимірювання зводиться до адитивного збурення, прикладеного до входу ЗВ.

2.3. Оцінка точності навігаційно-часових визначень в СРНС

Навігаційно-часовими визначеннями (НЧВ) є формування оцінок координат, складових швидкості і прискорення МР та поточного часу в результаті обробки радіосигналів, прийнятих від навігаційних супутників (НС). Зазвичай точність НЧВ визначається двома типами похибок: похибками, що виникають на етапі первинної обробки, та похибками, що відповідають етапу вторинної обробки. Тому що при первинній обробці формуються оцінки дальностей (псевдодальностей), швидкостей (псевдошвидкостей) та прискорень (псевдоприскорень), то похибками для даного етапу є похибки визначення псевдодальності, псевдошви-



дкості та псевдоприскорення. Складові похибки, що виникають на етапі первинної обробки, при визначенні псевдодальності дальномірним методом розглянуті в [40], а складові похибки етапу первинної обробки визначення псевдошвидкості – в роботах [31, 40]. На етапі вторинної обробки оцінки псевдодальності, псевдошвидкості та псевдоприскорення перераховуються в оцінки координат МР, тому похибки цього етапу визначаються факторами, які впливають на ефективність перерахунку.

Похибку етапу вторинної обробки можна розділити на такі складові:

- похибки, що виникають внаслідок неповного врахування умов поширення радіохвиль (вплив тропосфери та іоносфери на запізнення сигналу, релятивістських та гравітаційних ефектів, а також багатопроменевого поширення сигналу);
- похибки бортової апаратури та апаратури МР;
- похибки, що вносяться на етапі розв'язання навігаційної задачі;
- похибки ефемеридного забезпечення.

Тому в даному підрозділі проводиться аналіз і оцінка складових похибки, що виникає на етапі вторинної обробки НЧВ.

2.3.1. Похибки, що виникають внаслідок неповного врахування умов поширення радіохвиль

Похибки, що виникають на трасі поширення сигналу, є найменш передбачуваними і тому можуть суттєво впливати на точність визначення координат. Атмосфера Землі здатна впливати на поширення радіохвиль, при цьому цей вплив не завжди підлягає прогнозуванню. Рефракція радіохвиль, яка проявляється у викривленні шляху поширення, також вносить додаткові затримки сигналу.

На поширення радіохвиль впливають тропосфера, розташована біля поверхні Землі та до висоти (12...18) км, та іоносфера, яка є шаром атмосфери від (60...100) км та до (500...1000) км.

Тропосферна складова похибки вимірювань обумовлена наявністю тропосферної рефракції. Затримка сигналу в тропосфері може складати величину (8...80) нс, що відповідає похибці вимірювання псевдодальності (2,4...24) м.



Для зменшення впливу атмосферних похибок рекомендується виключати з навігаційних розрахунків результати вимірювань за сигналами НС, кут місця яких менший 10° . Однак такий підхід приводить до зменшення кількості НС, доступних для проведення вимірювань. Тому що для діапазону робочих частот навігаційних систем типу *GPS* та *GLONASS* тропосферна рефракція не залежить від частоти сигналу, виключити цю затримку двочастотним способом неможливо. Однак значення тропосферної похибки залежить від факторів, які можна досить точно визначити: атмосферного тиску, температури та вологості повітря, а також кута місця НС (кута підняття над горизонтом).

Тропосферна складова похибки вимірювання псевдодальності T складається з двох компонент – перша (T_d) визначається впливом сухої атмосфери, а друга (T_w) залежить від вмісту водяних парів в атмосфері: $T = T_d + T_w$.

Для компенсації тропосферної похибки вимірювання псевдодальностей використовують різні моделі [43], найбільш поширеними з яких є моделі Хопфілда та Саастмоїнена. Модель тропосфери Саастмоїнена є залежністю виду

$$T = \frac{0.002277}{\cos \gamma} \left(p + \left(\frac{1255}{t} + 0.05 \right) \cdot e - t g^2 \gamma \right), \quad (2.25)$$

де γ – кут місця НС, град; p та e – атмосферний та парціальний тиск, мб; t – температура, К.

Згідно моделі Хопфілда тропосферні складові похибки визначаються так:

$$T_d = \frac{1.5528 \cdot 10^{-5} \cdot \frac{p}{\sin \sqrt{\gamma^2 + 6.25}} \cdot t}{\sin \sqrt{\gamma^2 + 6.25}} \cdot [40136 + 148.72 \cdot (t - 273.16)]; \quad (2.26)$$

$$T_w = 0.0022 \cdot \frac{e \cdot (3.718 \cdot 10^5 - 12.96t)}{t^2 \sin \sqrt{\gamma^2 + 2.25}}. \quad (2.27)$$

Як показують розрахунки, при однакових вхідних параметрах моделі Саастмоїнена і Хопфілда дають однакові величини похибки [43]. На рис. 2.3 наведена залежність тропосферної складової похибки вимірювання псевдодальностей від кута місця при типових даних $p = 1003$ мб, $t = 289.65$ К, $e = 8$ мб, що відповідає



$t = 16.5^\circ\text{C}$, відносній вологості 46% і атмосферному тиску 103 кПа.

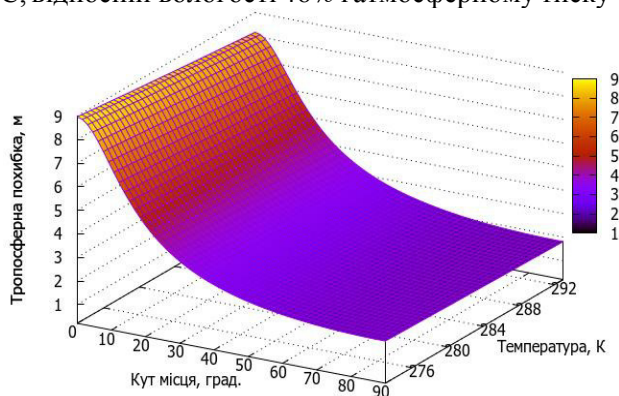


Рис. 2.3. Тропосферна складова похибки вимірювання псевдодальності в залежності від кута місяця НС згідно моделей Саастмоінена та Хопфілда

Чутливість моделі тропосфери до варіацій її параметрів визначається при розкладанні співвідношення (2.25) в ряд Тейлора:

$$\Delta T \approx \left. \frac{\partial T}{\partial p} \right|_{p_0, e_0, t_0} \cdot \Delta p + \left. \frac{\partial T}{\partial e} \right|_{p_0, e_0, t_0} \cdot \Delta e + \left. \frac{\partial T}{\partial t} \right|_{p_0, e_0, t_0} \cdot \Delta t = S_p \Delta p + S_e \Delta e + S_t \Delta t = \frac{0.002277}{\cos(90 - \gamma)} \cdot \left\{ \Delta p + \left(\frac{1255}{t} + 0.05 \right) \cdot \Delta e - \frac{1255 \cdot e}{t^2} \cdot \Delta t \right\}, \quad (2.28)$$

де Δp , Δe та Δt – похибки вимірювання атмосферного тиску, парціального тиску водяної пари та температури; p_0 , e_0 , t_0 – точні значення параметрів моделі тропосфери; S_p , S_e , S_t – функції чутливості моделі тропосфери до похибок вимірювання атмосферного тиску, парціального тиску водяної пари та температури.

Якщо значення похибок вимірювання метеопараметрів не перевищують значень $\Delta p = \pm 2 \text{ кПа}$; $\Delta e = \pm 2\%$; $\Delta t = \pm 2^\circ\text{C}$, то другий та третій доданки у співвідношенні (2.28) не будуть суттєво впливати на величину ΔT . Таким чином, тільки похибка вимірювання атмосферного тиску буде суттєво впливати на похибку визначення тропосферної складової похибки вимірювання



псевдодальностей [43], тобто $\Delta T \cong \frac{0.002277}{\cos(90-\gamma)} \cdot \Delta p$ (рис. 2.4).

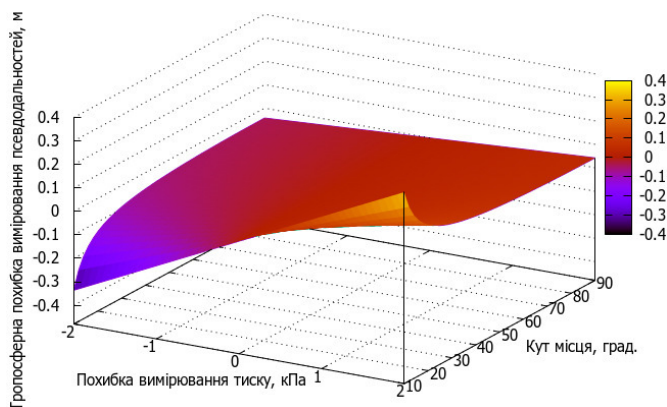


Рис. 2.4. Похибка визначення тропосферної складової похибки вимірювання псевдодальності в залежності від кута місця НС та похибки вимірювання атмосферного тиску

Рефракція в іоносфері обумовлена неоднорідностями та змінною діелектричної проникності в залежності від висоти. Затримку сигналу з частотою f можна апроксимувати формулою

$$\Delta t_i = \frac{a}{f^2} + \frac{b}{f^3} + \frac{c}{f^4} + \dots \approx \frac{a}{f^2}. \quad (2.29)$$

Експериментально доведено [44], що другим та третім доданками можна знехтувати. Для робочої частоти *GPS* значення затримки сигналу оцінюється величиною 0.25 нс. Основна проблема при компенсації іоносферної затримки полягає в тому, що значення затримки дуже змінюється в залежності від регіону, в якому розташований приймальний пристрій, часу доби та року, а також сонячної та геомагнітної активності. Затримка може скласти приблизно 10 нс (3 м) вночі і доходити до 50 нс (15 м) вдень.

Для невеликих кутів місця $\gamma = (0 \dots 10)^\circ$ додаткова затримка сигналу, обумовлена впливом іоносфери, може збільшитися до 3 разів порівняно з поширенням сигналу з точки зеніту та складає від 30 нс (9 м) вночі та до 150 нс (45 м) вдень.

Іоносферні затримки необхідно враховувати, якщо потрібно



досягти точності визначення координат менше 8 м. В СРНС *GPS* для цього використовується постійний моніторинг стану іоносфери, який включає спостереження за сонячною активністю, прямі та непрямі методи вимірювання концентрації вільних електронів в іоносфері, а також апаратне вимірювання затримки сигналу на різних станціях стеження. Розрахунок складної параметричної моделі в стаціонарних умовах дозволяє зменшити вплив іоносферної похибки на (60...70)%. Коефіцієнти моделі іоносфери оновлюються раз на 10 днів, але можуть оновлюватися і частіше у періоди підвищеної сонячної активності [42].

В табл. 2.1 наведені похибки координат та математичні сподівання (МС) похибки вимірювання координат, отримані при експериментальних дослідженнях [40].

Таблиця 2.1

Складові похибки вимірювання координат та їх математичне сподівання

Складові похибки	Складові похибки вимірювання координат			Математичне сподівання похибки вимірювання координат		
	СКВ без врахування іоносфери і тропосфери σ_1 , м	СКВ з врахуванням іоносфери і тропосфери σ_2 , м	$\frac{\sigma_1}{\sigma_2}$	МС без врахування іоносфери і тропосфери m_1 , м	МС з врахуванням іоносфери і тропосфери m_2 , м	$\left \frac{m_1}{m_2} \right $
По широті X	5.38	3.90	1.38	-4.64	-3.14	1.48
По висоті Y	12.91	5.14	2.51	12.02	-3.91	3.1
По довготі Z	5.23	4.74	1.10	-4.74	-4.5	1.05

Таким чином, за результатами експериментальних досліджень показано, що врахування впливу іоносфери та тропосфери при визначенні координат за сигналами *GPS* дозволяє зменшити середньоквадратичне відхилення (СКВ) визначення висоти у (2...3) рази та МС похибки у (2,5...6) разів. Однак іоносфера та тропосфера слабо впливають на похибку визначення координат



в горизонтальній площині (широта і довгота) – зменшення СКВ не перевищило 1.5 рази.

Середньоорбітальні СРНС є технічними системами, на характеристики яких суттєвий вплив мають закони загальної та спеціальної теорій відносності Ейнштейна. Пов'язано це з такими причинами [43, 44]:

- НС рухаються за орбітами з достатньо високими швидкостями;

- різниця гравітаційних потенціалів в точках знаходження НС та МР така, що нею не можна знехтувати;

- Земля з МР, що на ній знаходиться, обертається відносно інерціальної системи координат, в якій задається рух НС.

Розрахунки, проведені в [40] для параметрів Землі та орбіт НС ГЛОНАСС дають такий результат: $\frac{f - f'}{f'} \approx 4.36 \cdot 10^{-10}$. Та-

ким чином, з точки зору спостерігача, що знаходиться на Землі, частота опорного генератора НС f буде здаватися більшою, ніж частота f' , яку фіксує спостерігач, що знаходиться на НС.

Номинальне значення частоти бортового опорного генератора для наземного спостерігача має відповідати $f_{oz,0} = 5.0 \text{ МГц}$. Тоді реальна частота опорного генератора на борту НС дорівнює $f'_{oz} = (1 - 4.36 \cdot 10^{-10}) \cdot f_{oz,0} = 49999999782 \text{ Гц}$, тобто на 2.18 мГц менше номінального значення $f_{oz,0}$. Компенсація даного релятивістського ефекту здійснюється зміщенням частоти опорного генератора при його налаштуванні на Землі.

Другий тип релятивістського ефекту пов'язаний з відмінністю траєкторії НС від кругової, що характеризується ексцентриситетом орбіти e . Для некругових орбіт швидкість НС у перигеї більше, ніж в апогеї, а гравітаційний потенціал – менше. Це приводить до того, що бортовий годинник йде повільніше в перигеї та швидше в апогеї. Часова поправка до часу бортового годинника, яка відповідає руху НС за круговою орбітою, розраховується таким чином [12]:

$$\delta t_e = \frac{2r(t_e) \cdot v(t_e)}{c^2} = \frac{2\sqrt{\mu a} e \sin\{E(t_e)\}}{c^2}, \quad (2.30)$$



де $r(t_e)$ та $v(t_e)$ – радіус-вектори положення та швидкості НС на момент часу t_e випромінення сигналу; $E(t_e)$ – значення ексцентричної аномалії на момент часу t_e ; a – більша піввісь орбіти НС; μ – геоцентрична гравітаційна стала Землі.

В роботі [8] зазначається, що похибка (2.30) може складати 70 нс (21 м). Тому такий релятивістський ефект необхідно компенсувати для отримання високоточних НЧВ, що може бути реалізовано в приймальній апаратурі на основі даних, які містяться в навігаційному повідомленні.

Ще один релятивістський ефект пов'язаний з обертанням Землі. При цьому відповідна часова поправка

$$\delta t_{\Omega} = \frac{\Delta r \cdot v}{c^2} = \frac{(r_n - r_{nc}) \cdot (\Omega_z \times r_n)}{c^2}, \quad (2.31)$$

де r_n і r_{nc} – радіус-вектори МР та НС в момент випромінення сигналу; Ω_z – вектор кутової швидкості обертання Землі відносно інерціальної системи координат.

Якщо приймач рухається відносно Землі з вектором швидкості v_0 , то в співвідношенні (2.31) замість вектора швидкості $v = \Omega_z \times r_n$ потрібно використовувати вираз $v = \Omega_z \times r_n + v_0$. Похибка, обумовлена обертанням Землі, може складати величину до 100 нс (30 м), тобто її також необхідно компенсувати для отримання високої точності НЧВ [41].

При роботі приймальної частини СРНС у міських умовах (а також у будь-яких інших ситуаціях, для яких характерні відбиття сигналу від навколишніх предметів) на вхід приймача, окрім сигналів НС, надходять перевідбиті від навколишніх об'єктів сигнали. Такі сигнали мають меншу, ніж у прямого сигналу, амплітуду, додаткову затримку огинальної та додатковий фазовий зсув, які можуть змінюватися з часом. Додавання всіх прийнятих сигналів на вході приймача приводить до утворення підсумкового сигналу, у якого амплітуда, фаза та затримка огинальної є флуктуаційними змінними, що приводить до виникнення похибки оцінювання псевдодальності, псевдошвидкості та псевдоприскорення. Крім того, спотворюються форми дискримінаційних характеристик дискримінаторів затримки і фази (або частоти), що негативно



впливає на точність сформованих оцінок.

Тому що в приймальному пристрої відбувається кореляційна обробка сигналів, то затримка оригінальної відбитого сигналу на величину, більшу або рівну тривалості символу дальномірного коду (2 мкс), не впливає на роботу приймального пристрою. Це можна використовувати для грубої оцінки максимально можливої помилки оцінки псевдодальності, обумовленої багатопроменевим поширенням сигналу:

$$\delta D_{\text{бпп.мах}} = c \cdot \delta t_{\text{бпп.мах}} = 3 \cdot 10^8 \cdot 2 \cdot 10^{-6} = 600 \text{ м.}$$

Якщо сигнал надходить від НС, розташованого в зеніті, то умов для його перевідбиття виникає суттєво менше, ніж при отриманні сигналу від НС, що знаходиться під низьким кутом місця. Тому одним з методів боротьби з багатопроменевим поширенням є відмова від роботи за сигналами НС з малим кутом місця. Тому використовують маскування сигналів НС з кутом місця менше 10° , що вирішується при проектуванні антен приймачів так, щоб для кутів, менших кута маски, коефіцієнт підсилення антени був меншим, ніж для іншого сектора кутів.

Інший метод боротьби оснований на тому, що з НС випромінюється сигнал з круговою поляризацією. При перевідбитті сигналу від місцевих об'єктів змінюється характер його поляризації. Тому використання приймальних антен, узгоджених з поляризацією прямого сигналу, послаблює вплив перевідбитих сигналів приблизно на 3 дБ за потужністю. Крім того, відомі розробки спеціальних антен, що знижують вплив багатопроменевого поширення сигналів [8]. Природним методом боротьби з багатопроменевим поширенням є підняття антени приймача на максимально можливу висоту відносно найбільш інтенсивно відбиваючих об'єктів. Для нерухомих приймачів зменшення впливу багатопроменевого поширення сигналів на точність визначення псевдодальності може бути вирішено за рахунок додаткових вимірювань фазових параметрів сигналів (до основних кодових).

2.3.2. Похибки бортової апаратури

Похибки частотно-часового забезпечення виникають при звірці та зберіганні бортової шкали часу (БШЧ) НС. Ці похибки безпосередньо і досить суттєво впливають на визначення відста-



ні до супутника. Наприклад, зсув випромінюваних дальномірних кодів та міток часу на 10 мкс відповідає похибці вимірювання дальності у 3 км. Стабільність БШЧ залежить від стабільності бортового еталону частоти (“атомний годинник”). СКВ зсуву БШЧ за добу після корекції складає 25.4 нс для цезієвих і 108 нс для рубідієвих еталонів частоти. Однак вимоги до СРНС такі, що СКВ зсуву БШЧ має бути не більше 10 нс.

Крім апаратних методів підвищення стабільності шкали використовують алгоритмічні методи, основані на відомих математичних моделях поведінки бортових еталонів, що дозволяє прогнозувати відхилення. Непрогнозовані відхилення БШЧ можуть складати 1 нс на інтервалі в 1 год. В сучасних СРНС проводиться постійне спостереження за бортовими еталонами кожного НС і для кожного з них розраховується індивідуальний алгоритм корекції (в якості моделі зазвичай використовується поліном другого степеню) [40].

До дальномірних похибок відносяться також і похибки, що вносяться груповою затримкою навігаційного сигналу в апаратурі супутника. Групова затримка є інтервалом часу між вихідним навігаційним сигналом в фазовому центрі передавальної антени та вихідним сигналом бортового еталону частоти та часу. Систематична складова групової затримки вимірюється при зборці та калібруванні апаратури супутника, вона індивідуальна для кожного НС та передається у складі його службового повідомлення. Випадкова складова входить до складу дальномірної похибки і зазвичай не перевищує 3 нс. Достовірність частотно-часових поправок залежить від їх “віку”, тобто від часу, що минув з моменту завантаження до пам’яті бортового обчислювача. В ситуації, коли відбувається затінення супутника, корекція ефемерид (таблиць небесних координат Сонця, Місяця та інших астрономічних об’єктів, обчислених через рівні інтервали часу, наприклад, один раз на добу) супутника тривалий час неможлива. Для зменшення залежності від інтервалу між оновленнями даних використовується режим міжсупутникових вимірювань, реалізований в *GPS* на супутниках типу *Block IIR*.

2.3.3. Похибки апаратури мобільного робота

Основним джерелом похибок прийомоіндикатора є схеми



стеження за затримкою оригінальної та носійної сигналу, при цьому розрізняють шумові та динамічні похибки. Оригінальною сигналу НС є двійкові параметри системи передавання (ПСП). Шумова похибка некогерентної схеми стеження за затримкою ПСП має СКВ, що визначається формулою [28]:

$$\sigma = \tau_s \sqrt{\frac{B_t}{P/N_0} + \frac{B_t B_r}{(P/N_0)^2}}, \quad (2.32)$$

де τ_s – тривалість елементарного символу ПСП; B_t і B_r – ширина однобічних смуг пропускання схем стеження за затримкою і тракту проміжної частоти; P/N_0 – відношення потужності сигналу до спектральної густини шуму на вході приймача.

Динамічну складову похибки прийомоіндикатора оцінюють за виразом

$$\varepsilon_d = \frac{0.28\tau}{B_t^2}, \quad (2.33)$$

де τ – затримка сигналу.

Діапазон похибок оцінювання псевдодальності складає (0,5...30) м, псевдошвидкості – (0,1...10) м/с, а псевдоприскорення – (0,02...2.5) м/с². Ці похибки обумовлені внутрішніми шумами приймача та динамікою руху МР. Ще одним джерелом похибок оцінювання псевдодальності, псевдошвидкості та псевдоприскорення є опорний генератор, при цьому на характеристики слідкувальних систем приймача впливає короткочасна нестабільність частоти, що приводить до нестабільності шкали часу приймача та флуктуацій фази опорного генератора.

2.3.4. Похибки, що вносяться на етапі розв'язання навігаційної задачі

Оцінки псевдодальностей, псевдошвидкостей і псевдоприскорень, отримані на етапі первинної обробки за чотирма або більше видимими НС, використовуються для розрахунку оцінок координат та векторів швидкості і прискорення МР, що є сутністю вторинної обробки інформації в приймальному пристрої (або розв'язання навігаційної задачі). При проведенні необхідних розрахунків використовується інформація про координати та скла-



дові вектора швидкості (ефемериди) кожного НС, яка виділяється з навігаційного повідомлення. Точність цієї ефемеридної інформації безпосередньо впливає на точність НЧВ. Крім того, при перерахунку оцінок псевдодальностей в координати МР відбувається перетворення похибок визначення псевдодальностей в похибки визначення координат МР. При цьому відбувається погіршення точності визначення координат МР у порівнянні з точністю визначення псевдодальностей, що залежить від геометрії розташування МР та НС, сигнали яких приймаються до обробки.

Для кількісної оцінки даного ефекту використовується поняття геометричного фактору [27].

2.3.5. Похибки ефемеридного забезпечення

Однією з основних задач наземного контролю та керування є формування передбачених на задані моменти часу значень ефемерид усіх НС та передача їх на НС, де вони закладаються в навігаційне повідомлення. При проведенні експериментальних досліджень ефемеридними є такі похибки: σ_l – трансверсальна (за дотичною до траєкторії); σ_r – радіальна; σ_n – нормальна (за нормаллю до площини, утвореної векторами σ_l та σ_r).

В роботі [28] наведені результати експериментальних досліджень ефемеридних похибок для НС GPS, тобто похибок передбачених значень ефемерид (закладених в навігаційне повідомлення) відносно точно вимірних значень: $\sigma_l = 6.3$ м, $\sigma_n = 3.0$ м, $\sigma_r = 0.8$ м. Визначені ефемеридні похибки перераховують в еквівалентну похибку визначення псевдодальності, яка складає величину 1.27 м. Однак це значення відрізняється, наприклад, від аналогічного значення $\sigma_{\hat{D}_{ep}} = 4.0$ м, наведеного в роботі [11]. Тому для аналізу прийнято середнє з двох попередніх значень 2.6 м, що і враховано в бюджеті похибок (табл. 2.2).

2.3.6. Бюджет похибок визначення псевдодальності, псевдошвидкості та псевдоприскорення

Підводячи підсумок аналізу похибок визначення псевдодальності, псевдошвидкості та псевдоприскорення, наведемо під-



сумкову таблицю окремих складових загальної похибки, яку називають бюджетом похибок [34]. В табл. 2.2 покладено, що всі складові похибки є некорельованими між собою випадковими величинами з нормальним законом розподілу. Іоносферна та тропосферна похибки мають систематичну та випадкову складові (МС та СКВ). МС ігнорувати не можна, однак воно не додається, як дисперсії. Тому дисперсія загальної похибки визначається як сума дисперсій окремих складових.

Наведені в табл. 2.2 значення окремих складових відповідають залишковим значенням похибок, тобто передбачається, що в приймальному пристрої прийняті міри щодо зменшення похибок визначення псевдодальності, псевдошвидкості та псевдоприскорення.

Таблиця 2.2

Бюджет похибок визначення псевдодальності, псевдошвидкості та псевдоприскорення

Джерело похибки	σ_D , м	σ_V , м/с	σ_a , м/с ²
Годинник супутника	2,0	—	—
Іоносфера	4,0	—	—
Тропосфера	0,5	—	—
Багатопроменеве поширення	2,5	0,01	0,0025
Приймальний пристрій	1,5	0,08	0,022
Бортовий опорний генератор	—	0,04	0,008
Релятивістський ефект	—	0,001	0,0003
Ефемеридне забезпечення	2,6	—	—
Інші	2,0	0,01	0,003
Сумарна похибка	6,3	0,09	0,0238

Похибка, що вноситься приймальним пристроєм, наводиться для автономного одночастотного стаціонарного пристрою з двоетапною обробкою сигналів при прийманні сигналу від НС, що знаходиться в зеніті. Враховуючи це, величина сумарної (підсумкової) похибки в табл. 2.2 має зміст потенційної, тобто гранично досяжної для реальної апаратури.



2.4. Дослідження впливу кліматичних факторів на оцінку точності ультразвукового локаційного методу вимірювання прискорення

Тому що сенсорний вузол системи ультразвукового зору МР є імпульсним локатором, то при вимірюванні дальності ультразвуковим далекоміром потрібно враховувати температуру навколишнього середовища. Якщо не враховувати температурну залежність швидкості ультразвуку в повітрі, то при відхиленні температури навколишнього середовища на 1°C виникає абсолютна похибка 0.6 м/с , яка приводить до відносної похибки вимірювання дальності порядку 0.175% .

2.4.1. Оцінка швидкості ультразвуку в повітрі

Відповідно до законів класичної аеродинаміки швидкість ультразвуку в повітрі визначається співвідношенням $V_3 = 20.046 \cdot \sqrt{T}$, де T – абсолютна температура (К), або за емпіричною формулою $V_3 = 331.4 + 0.6t^{\circ}$ [18]. Однак останній вираз використовується для широкого діапазону температур $(-100 \dots +200)^{\circ}\text{C}$, що приводить до збільшення похибки обчислення швидкості ультразвуку на границях діапазону до 2.9% при температурі -100°C та 3.5% при температурі $+200^{\circ}\text{C}$.

Для основних типів ультразвукових п'єзоперетворювачів, наприклад, фірми *MuRata*, діапазон робочих температур складає $(-30 \dots +80)^{\circ}\text{C}$ [16]. Тому в роботі [35] температурну залежність швидкості ультразвуку в повітрі в даному діапазоні запропоновано апроксимувати лінійною регресивною залежністю виду $\hat{V}_3 = 330.95 + 0.584t^{\circ}$ з середньою відотною похибкою апроксимації $\bar{\varepsilon}_{V_3} = 0.138\%$, максимальною відотною похибкою апроксимації $\varepsilon_{V_3, \max} = 0.266\%$ та коефіцієнтом парної кореляції $r_{V_3 t} = 0.99933$, що говорить про достатньо високу точність отриманої лінійної регресійної залежності.

Підвищити точність апроксимації можна, звузивши температурний діапазон до $(-10 \dots +30)^{\circ}\text{C}$, що відповідає помірному кліматичному поясу, при цьому $\hat{V}_3 = 331.26 + 0.592t^{\circ}$ з середньою



та максимальною відносними похибками апроксимації відповідно 432 ppm та 738 ppm при коефіцієнті парної кореляції 0.999769, що ще більше підвищує точність апроксимації.

Для врахування впливу вологості повітря W і атмосферного тиску P (кПа) вводять акустичну віртуальну температуру [3]:

$$t_{AB}^o = t^o + \frac{0.275(t^o + 273)W}{P}.$$

Неврахований вплив вологості повітря при нормальному атмосферному тиску приводить до виникнення абсолютної похибки визначення швидкості ультразвуку не більше 0.5 м/с.

Якщо врахувати, що при вимірюванні параметрів руху об'єктів номінальні значення найбільш важливих нормованих величин, які впливають на результат вимірювання, є такими [17]: температура – 20 °C (293 K); тиск навколишнього повітря – 99.992 кПа (750 мм. рт. ст.); відносна вологість повітря – 65%, то акустична віртуальна температура буде мати значення 20.5238 °C, тобто неврахований вплив відносної вологості повітря та атмосферного тиску навіть при номінальних значеннях нормованих впливових величин приводить до відхилення температури на 2.62% від номінального значення, що відповідає відносній похибці 0.1% визначення швидкості ультразвуку в повітрі.

На відкритих ділянках траси на швидкість ультразвуку впливає вітер: швидкість ультразвуку в напрямку руху вітру збільшується, а проти вітру – зменшується. Наявність вітру приводить до дрейфу ультразвукової хвилі, що створює ефект зміщення джерела ультразвуку. Швидкість ультразвуку при цьому визначається як $V_{3,B} = V_3 + V_B \cos \alpha$, де V_B – швидкість вітру; α – кут між напрямком вітру в точці спостереження та напрямком надходження ультразвуку.

З врахуванням впливу кліматичних параметрів і вітру оцінки визначення швидкості ультразвуку в повітрі мають вигляд:

$$\begin{aligned} \hat{V}_3(t^o, W, P, V_B, \alpha) \Big|_{(-10 \div 30)^\circ \text{C}} &= 331.26 + 0.592 t^o + \frac{0.1628(t^o + 273)W}{P} + V_B \cos \alpha; \\ \hat{V}_3(t^o, W, P, V_B, \alpha) \Big|_{(-30 \div 80)^\circ \text{C}} &= 330.95 + 0.584 t^o + \frac{0.1606(t^o + 273)W}{P} + V_B \cos \alpha. \end{aligned} \quad (2.34)$$



Поверхні, що описують залежності швидкості ультразвуку в повітрі від температури та атмосферного тиску при номінальній відносній вологості повітря 65%, представлені на рис. 2.5.

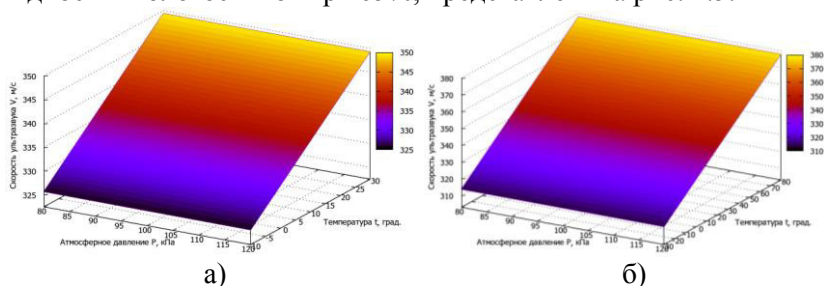


Рис. 2.5. Залежності швидкості ультразвуку в повітрі від температури в діапазонах $(-10 \dots +30)^\circ\text{C}$ (а) та $(-30 \dots +80)^\circ\text{C}$ (б), зміні атмосферного тиску від 80 кПа до 120 кПа та при відносній вологості повітря 65%

Таким чином, приходимо до висновків, що при реалізації ультразвукового далекоміра найбільш важливим фактором, який впливає на точність визначення швидкості ультразвуку, є точне вимірювання температури в зоні проведення вимірювань, тобто дальність до об'єкту визначається співвідношенням

$$L = \frac{\hat{V}_3 NT_{\text{л}}}{2} = \left(165.63 + 0.296t^\circ + \frac{0.0814(t^\circ + 273)W}{P} + V_B \cos \alpha \right) \cdot N \cdot T_{\text{л}} \cong \left(165.63 + 0.296t^\circ \right) \cdot N \cdot T_{\text{л}}, \quad (2.35)$$

де N – кількість лічильних імпульсів, підрахована таймером-лічильником мікроконтролера далекоміра; $T_{\text{л}}$ – період лічильних імпульсів.

У другій, наближеній частині співвідношення (2.35) не враховано вплив відносної вологості повітря та атмосферного тиску, тому що при достатньо великих відхиленнях даних кліматичних факторів від їх номінальних значень (65% та 100 кПа) на 35% до 100% (відносна вологість повітря) та 10 кПа до 90 кПа (атмосферний тиск) при температурі 20°C швидкість ультразвуку зміниться на 0.523 м/с, що приведе до появи відносної похибки визначення дальності 0.15%.



Поверхня, що описує залежність дальності від температури та кількості імпульсів, підрахованих лічильником при $T_{\text{л}} = 1 \text{ мкс}$, наведена на рис. 2.6.

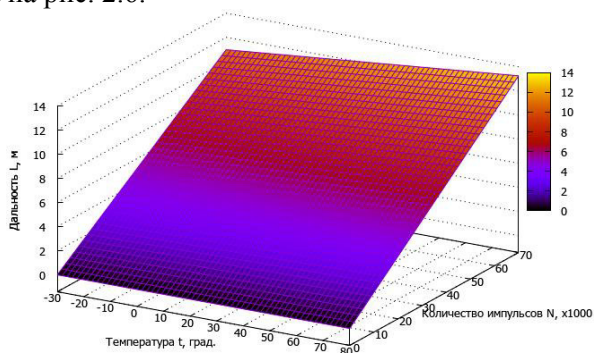


Рис. 2.6. Залежність дальності від температури навколишнього середовища та кількості імпульсів, підрахованих лічильником мікроконтролера

Розділова здатність системи, якою проводиться визначення дальності, при температурі 20°C складає величину $\Delta L = 0.5 \cdot (343.1 \cdot 1 \cdot 10^{-6}) = 0.1716 \text{ (мм)}$.

Максимальна вимірювана дальність в основному обмежується потужністю п'єзовипромінювача і складає величину 6 м. Якщо 16-розрядний лічильник підраховує максимальну кількість 2^{16} імпульсів, він зупиняється та формує сигнал закінчення підрахунку, тому максимальний час вимірювання дальності складає $t_{\text{max}} = 2^{16} \cdot 10^{-6} = 0.0655 \text{ (с)}$ (для дальності 6 м максимальний час вимірювання $t_{6\text{ м}} \cong 0.035 \text{ (с)}$), а максимальна вимірювана дальність $L_{\text{max}} = 2^{16} \cdot \Delta L = 11.25 \text{ (м)}$.

2.4.2. Дослідження степеню впливу групи кліматичних факторів на вихідний сигнал ультразвукового випромінювача при оцінці швидкості ультразвуку в повітрі

Тому що визначення швидкості ультразвуку для розв'язання навігаційних задач мобільної робототехніки проводиться в різ-



них кліматичних умовах, було проведено дослідження степеню впливу групи кліматичних факторів на вихідний сигнал S_U ультразвукового випромінювача для двох випадків – при оцінці швидкості ультразвуку на відкритому просторі та в приміщенні. Досліджуваними кліматичними факторами було вибрано температуру повітря t^o , атмосферний тиск P та відносну вологість повітря W . Такий вибір обумовлений тим, що ці величини можна виміряти за допомогою мікроелектронних компонентів та використовувати для підвищення точності навігаційної системи МР. За результатами $n = 256$ вимірювань, виконаних за три місяці, проведений кореляційний аналіз та розраховано частинні коефіцієнти кореляції, які визначають степінь впливу на вихідний сигнал ультразвукового випромінювача S_U кожного кліматичного фактора окремо. Оцінка значущості проводилась за співвідношенням розрахункового значення критерія Стюдента, обчисленого за формулою $t_i = \frac{r_i \sqrt{n-1}}{1-r_i^2}$, та табличного значення критерія Стюдента для $n \geq 200$ та рівня значущості $\alpha = 0.01$.

Результати досліджень, наведені в табл. 2.3, показують тісний зв'язок між досліджуваними кліматичними факторами та вихідним сигналом п'єзовипромінювача. Температура повітря t^o максимально впливає на вихідний сигнал S_U як в першому, так і в другому випадках, однак при дослідженнях на відкритому просторі вплив більш значущий. Атмосферний тиск P здійснює на вихідний сигнал слабкий зворотний вплив на відкритому просторі, а в приміщенні його вплив є статистично незначущим. Вплив відносної вологості повітря W як на відкритому просторі, так і в приміщенні є статистично незначущим.

На основі проведених експериментальних досліджень степеню впливу кліматичних факторів на вихідний сигнал S_U ультразвукового випромінювача на відкритому просторі при визначенні швидкості ультразвуку можна вважати сталою відносну вологість повітря, а в приміщенні – ще й атмосферний тиск. Тоді співвідношення (2.34) в різних діапазонах температур запишуться так:



- оцінка швидкості ультразвуку на відкритому просторі:

$$\hat{V}_3(t^o, P, V_B, \alpha) \Big|_{(-10 \div 30)^\circ C} = 331.26 + 0.592t^o \cdot \left(1 + \frac{0.1788}{P}\right) + \frac{28.889}{P} + V_B \cos \alpha;$$

$$\hat{V}_3(t^o, P, V_B, \alpha) \Big|_{(-30 \div 80)^\circ C} = 330.95 + 0.584t^o \cdot \left(1 + \frac{0.1788}{P}\right) + \frac{28.498}{P} + V_B \cos \alpha;$$

(2.35)

- оцінка швидкості ультразвуку в приміщенні:

$$\hat{V}_3(t^o) \Big|_{(-10 \div 30)^\circ C} = 331.549 + 0.5931t^o; \quad \hat{V}_3(t^o) \Big|_{(-30 \div 80)^\circ C} = 331.235 + 0.5851t^o. \quad (2.36)$$

Таким чином, необхідно враховувати, що на вихідний сигнал п'єзовипромінювача суттєво впливає зміна температури повітря та менш значуще атмосферний тиск і відносна вологість повітря, тому до складу такої навігаційної системи мають входити сенсори кліматичних параметрів з подальшим використанням їх показів для підвищення точності НЧВ.

Таблиця 2.3

Частинні коефіцієнти кореляції та оцінка їх значущості

Частинний коефіцієнт кореляції	Значення частинного коефіцієнта кореляції	Розрахункове значення критерія Стюдента	Табличне значення критерія Стюдента	Оцінка статистичної значущості
<i>Оцінка швидкості ультразвуку на відкритому просторі</i>				
$r_{S,t^o}(WP)$	0.8945	71.4666	2.345	Статистично значущий
$r_{S,P}(t^oW)$	-0.1614	2.6463	2.345	Статистично значущий
$r_{S,W}(t^oP)$	0.1283	2.0831	2.345	Статистично незначущий
<i>Оцінка швидкості ультразвуку в приміщенні</i>				
$r_{S,t^o}(WP)$	0.8569	51.4958	2.345	Статистично значущий
$r_{S,P}(t^oW)$	-0.1311	2.1301	2.345	Статистично незначущий
$r_{S,W}(t^oP)$	-0.0983	1.5851	2.345	Статистично незначущий



2.5. Багатофункціональні сенсори для мобільної робототехніки

В сучасних електронних системах МР використовуються спеціалізовані та оптимізовані для конкретного використання сенсори, які в реальному часі визначають поточний статус або динаміку МР та його систем (підсистем). Відповідно до розвитку сучасної сенсорної технології інтелектуальні сенсори в свою чергу є підсистемами по відношенню до систем, для яких вони виконують свої вимірювання. Деякі з цих інтелектуальних сенсорів є складними мультисенсорними блоками, що об'єднують декілька сенсорів з декількома входними та вихідними інтерфейсами [38]. Це означає, що при введенні нових функцій та технологій на рівні всього МР сенсори також можуть вводитися збитково, а на перший план виходить оптимізація сенсорної архітектури.

Однак сенсори, приводи та електроніка приводять до більш високої системної ціни МР та додаткового навантаження на джерела енергії (живлення), механічні структури та обчислювальні блоки (мікроконтролери та програмне забезпечення). Розв'язання цієї проблеми полягає у створенні мережевої архітектури, в якій сигнали надходять від сенсорних вузлів до різних доменів у вже обробленому (підготовленому вбудованою схемою сенсора) вигляді. Практично більшість сучасних сенсорів вже є мікроконтролерами, доповненими сенсорними функціями. По мірі підвищення вимог до електронних систем та відповідного розвитку сенсорних технологій для обробки (корекції) основних показань системи керування задіюються додаткові сенсори.

Проаналізуємо використання в мобільній робототехніці мультиосових сенсорів, мультисенсорних модулів та різних типів сенсорних технологій [32].

2.5.1. Використання мультисенсорних модулів

Використання мультисенсорних модулів замість одного сенсорного пристрою є актуальним напрямком в розвитку сучасних сенсорних мобільних технологій. Першими практичними реалізаціями комбісенсорів стали сенсорні кластери для навігаційних систем та систем *ESC* (*Electronic Stability Control*). На сучасному етапі більшість виробників комбісенсорів інерції реалізували



програмне злиття даних про прискорення з даними гіроскопів та магнітометрів, що широко використовується в навігації та системах *ESC*. Такий принцип можна використовувати для створення інших сенсорних вузлів, для чого необхідні лише відповідні апаратно-програмні компоненти (у вигляді сенсорного вузла) або сенсорні елементи блоку керування.

Тому в сучасних умовах мета оптимізації сенсорної архітектури може бути визначена як створення цілісної виміральної архітектури, яка забезпечує інформацією з високою точністю та надійністю за допомогою апаратно-програмного вузла, що отримує первинні або оброблені сенсорні сигнали та передає різним доменам оброблені сенсорні сигнали в тому вигляді, в якому це необхідно для реалізації основних функцій МР.

Злиття та узгодження сигналів дозволяє не тільки розв'язувати вимірвальну задачу, але й підвищувати точність детектування, “впевненість” інтелектуальної системи у вірності активованих нею дій, а також точності їх виконання. Деякі сигнали можна використовувати для обчислення змінних різними способами, що дозволяє підвищувати взаємозамінність сигналів та надійність вимірювань при втраті одного з сигналів.

Наступним етапом розвитку систем керування МР є використання для обробки зовнішніх сенсорних сигналів (сигналів *GPS* або наземних сенсорів, а також сигналів інших мобільних роботів з групи). Така комплексна обробка (злиття інформації) зазвичай приводить до збільшення ефективності керування.

Ще більш точно мету оптимізації сенсорної архітектури можна визначити як розробку матриці відповідності сенсорів (внутрішніх та зовнішніх) функціям МР, що дозволяє визначити, які (не тільки за призначенням, але й за вимогами до них) сенсорні сигнали потрібні для вимірювань, та підключати їх у масштабуючі програмні модулі, що реалізують ці функції. Це допускає не тільки виключення надлишкових сенсорів, але й можливість організовувати їх таким чином, щоб додавання нових функцій, виконуваних МР, відбувалося швидко та не приводило до суттєвого збільшення його вартості.

2.5.2. Використання мультиносєвих сенсорів

Одним з потенційно важливих є використання мультиносє-



вих сенсорів для визначення крену МР. При використанні даних про вертикальне прискорення (по Z-осі), отримуваних за допомогою та в комбінації з даними бокових ударів (по Y-осі), можна передбачувати настання крену без гіроскопу. Для реалізації цієї функції компанією *TRW* розроблені двоосьові та мультиосьові сенсорні технології, доступні для використання з 2012 р.

Мультиосьові сенсорні рішення підвищують функціональність системи, в якій вони працюють, а також зменшують ціну та фут-принт (опорна поверхня або зона обслуговування). Сенсорне злиття допускає нову функціональність, а еволюція мультиосьових модулів рухається до комплексного сенсорного рішення, що включає замість звичайної *ASIC* (*application-specific integrated circuit*, «інтегральна схема спеціального призначення») мікроконтролерний блок на основі *MCU* та програмного забезпечення.

За даними *Yole Development* [55] у 2015 р. порядку 40% від споживацького ринку у \$2,7 млрд. та біля 12% від автомобільного ринку інерціальних сенсорів у \$1,1 млрд. склали комбісенсори. Основним використанням для мобільної робототехніки є системи навігації та системи *ESC*.

2.5.3. Підсистеми керування на основі локаторів

Ключовими технологіями покращення керованості мобільними роботами є підсистеми керування на основі радарів та камер. Хоча ультразвукові сенсори є недорогими, однак система керування рухом МР може не зреагувати на об'єкти (камені, пні дерев), які потрапили у мертву зону сенсорів. Система також не буде реагувати на м'які предмети, що поглинають ультразвук (вата, тканини), та на об'єкти, що відбивають звук у бік від сенсорів (гладкі круглі об'єкти та рівний схил). Також система може помилково попереджати про наближення до перешкоди у дощ або снігопад і не зможе виявити ями, провали у асфальті, відкриті каналізаційні люки та розкидані невеликі гострі предмети.

Використання радарних сенсорів в МР є доцільним за умов їх використання при повному тумані, інтенсивному дощу або снігопаді, сильному задимленні атмосфери або при сліпучому світлі. Радар разом з системою керування рухом МР дозволяє обчислювати відстань до навколишніх перешкод і підтримувати



таку швидкість, щоб знаходитися від них на безпечній відстані. Ефективним використанням радарного сенсора є у таких випадках:

- фіксація зближення з перешкодами на небезпечну відстань та попередження зіткнень при прямолінійному русі та поворотах; типова ближня зона, контрольована радаром, – $(0,5 \div 5)$ м;

- при переміщенні МР у групі або поряд з іншими рухомими об'єктами радар дозволяє системі керування зафіксувати факт гальмування рухомого об'єкту в напрямку переміщення за час порядку 0.1 с від початку гальмування; типова середня зона, що контролюється радаром, – $(5 \div 30)$ м;

- попередження про швидкісні рухомі об'єкти; типова дальня зона, що контролюється радаром, до 150 м;

- попередження про небезпеку наїзду на перешкоду при переміщенні заднім ходом; типова контрольована зона $(0 \div 10)$ м.

Система керування рухом МР, яка зазвичай є адаптивною, підтримує його швидкість на заздалегідь визначеному для даного типу місцевості та покриття рівні доти, поки ніщо не перешкоджає руху. Модуль контролю використовує інформацію, отриману від радарного сенсора та сенсорів швидкості і прискорення. Якщо перед МР з'являється об'єкт, система автоматично регулює швидкість для підтримання або неперевищення заздалегідь визначеної безпечної відстані між об'єктами. Радар може бути як самостійним пристроєм, так й інтегрованою частиною модуля системного контролю МР. Для забезпечення ефективної роботи основний радарний сенсор має знаходитися в передній частині МР та бути орієнтований у напрямку його переміщення.

Результатом впровадження сучасних радарних технологій є мультурежимний електронно-скануючий радар *ESR (Electronically Scanning Radar)* від *Delphi Automotive* з використанням новітніх розробок фірми *TriQuint*. Крім загальних переваг електронного сканування у порівнянні з механічним, *Delphi ESR* має широку область огляду і в середньому, і в дальньому діапазонах та забезпечує два вимірювальних режими одночасно. У середньому діапазоні (до 60 м) *ESR* ідентифікує рухомі об'єкти та перешкоди, а в дальньому (до 174 м) забезпечує точне детектування діапазону і даних швидкості та прискорення з дискримінацією до 64 цілей на шляху МР. Рішення *TriQuint* на основі *GaAs*-



технології в частотному діапазоні (76.55÷76.78) ГГц забезпечують високі робочі характеристики та надійність, масштабований гнучкий системний підхід, а також вартісну ефективність при споживаній потужності 0.955 Вт [50]. Починаючи з 2011 р. технологія *GaAs* почала витіснятися технологією виробництва радарних кристалів на основі *SiGe*, яка забезпечує більш високий рівень інтеграції і нижчу ціну виробництва.

Радарні IC серії *RASIC* (*Radar System IC*) забезпечують функції трансиверів, осциляторів (*VCO*), діелектричних резонансних осциляторів (*Dielectric Resonator Oscillators, DRO*) та інші для всіх типів мобільних і промислових радарних застосувань в діапазоні (76-77) ГГц. Рішення від *Infineon* поставляються як некорпусовані кристали *bare-die*, стійкі в робочому температурному діапазоні (-40...+125) °C при забезпеченні самотестування та діагностичних опцій для вихідних даних і температури. Кристал *Infineon RASIC* використовується в нових радарних системах третього покоління *Bosch LRR3* (рис. 2.7). *LRR3* працює в діапазоні до 250 м і реалізує основні радарні функції безпеки [53].

Наступним радарним рішенням діапазону 77 ГГц, що забезпечує функціональність моніторингу оточення навколо МР в дальньому і середньому діапазонах, є чіпсет від *Freescale* з матеріалу *SiGe* (рис. 2.8).

Радарна система *Freescale* основана на мультиканальних ресиверах і трансмітерах, що допускають високий рівень інтеграції. В системі попередження про зіткнення контрольований *MCU* трансмітер на 77 ГГц випромінює сигнали, які, відбиті від об'єктів, що знаходяться попереду, збоку, ззаду, захоплюються за допомогою множинних ресиверів, інтегрованих в МР. Сенсорний модуль являє собою: повністю інтегроване рішення трансмітера *SiGe*; мультиканальний *SiGe RF* ресивер з високою ізоляцією між каналами та низькими шумами; повністю інтегрований *RF* трансивер *SiGe*. Радари від *Freescale* дозволяють отримати ефективне рішення за співвідношенням ціна/якість [7]. Високошвидкісне поширення сигналів, скомбіноване з алгоритмом *2D-FFT*, допускає незалежні вимірювання діапазону та швидкості (*range rate*) і забезпечує виявлення кластерних стаціонарних об'єктів. За допомогою 32-бітного МК з одним або двома ядрами *Qorivva MCU*

з вбудованою флеш-пам'яттю та RAM радарна система може виявляти і відстежувати об'єкти, ініціюючи попередження системі керування про зіткнення і втручання гальмування.

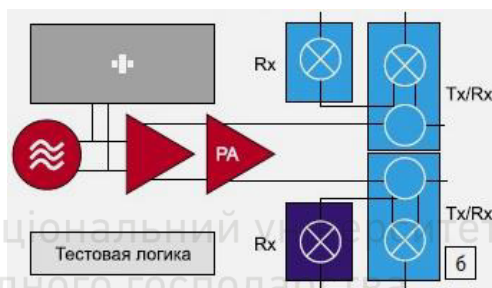
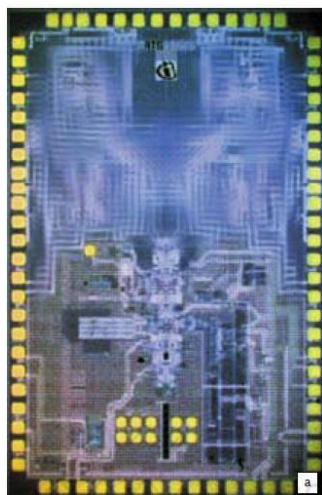


Рис. 2.7. Радарні IC серії RASIC від Infineon в радарній системі LRR3 Bosch: радарні кристали RASIC в LRR3 (а); структурна схема радарних кристалів (б)

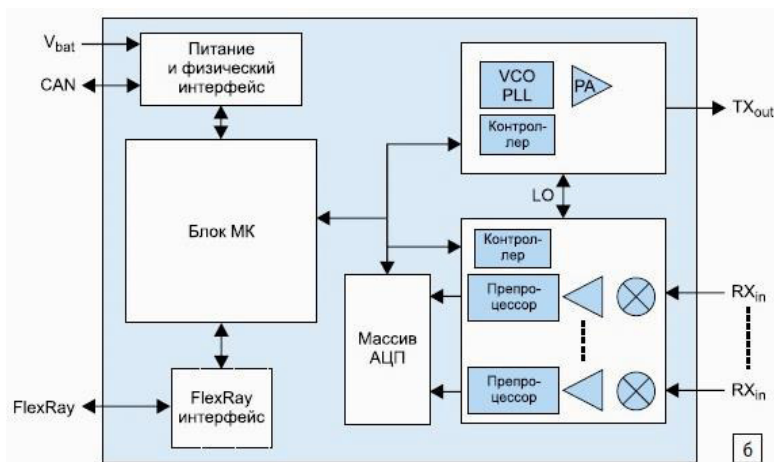


Рис. 2.8. Блок-схема радарного чіпсета від Freescale на діапазон (76...81) ГГц



Інші виробники розробляють аналогічні рішення для здійснення широкого набору функцій моніторингу в діапазоні 360° на основі комбінування вхідних даних від нечисленних і недорогих незалежно працюючих або інтегрованих сенсорів/модулів. Одним з прикладів є нова радарна концепція від *TRW*, яка представлена лінійкою короткодіапазонних масштабованих радарів, що допускають детектування в діапазоні 360° навколо МР. Інтелектуальні та когнітивні (пізнавальні) системи безпеки від *TRW* роблять останні інновації в області безпеки доступними для всіх сегментів ринку мобільної електроніки.

Відповідно до цього нова радарна концепція *TRW* розробляється як масштабоване рішення на основі обмеженого набору сенсорів для груп застосувань. Це рішення підходить для планування на старті тільки базових функцій з наступним апгрейдом. Наприклад, система низького рівня складається з одного сенсора переднього огляду для низькошвидкісного попередження про зіткнення, система середнього рівня може додатково включати пару радарів заднього огляду, а система високого рівня може бути додатково оснащена сенсорами для огляду бічних зон. Така радарна технологія від *TRW* стала доступною з 2015 року.

Умовою ефективної роботи всієї системи керування рухом МР є точне настроювання та установка сенсорів. За статистикою фірми *Bosch* [51, 52], горизонтальне зміщення сенсора на величину $(0,5 \dots 1)^\circ$ приводить до зменшення ефективності системи на $(25 \dots 40)\%$, а відхилення більше ніж на 1° приводить до фактичного невиконання функцій радарним сенсором. Для настроювання радарного сенсора необхідне скануюче обладнання з лазерним діагностуванням. Деякі моделі радарних сенсорів мають опцію самонастроювання. В цьому випадку МР в тестовому режимі має здійснити переміщення відносно декількох стаціонарних об'єктів, при цьому чим більшою буде кількість стаціонарних об'єктів, тим швидше відбудеться внутрішнє настроювання системи керування.

При переміщенні МР по вузьким проїздам (рух по вузьким вулицям міста або у приміщенні) радарні сенсори полегшують реалізацію складних маневрів. Залежно від вимог до якості руху МР до складу системи керування може входити від 2 до 8 радар-



них сенсорів. Більшість радарних сенсорів працюють в сантиметровому або міліметровому діапазонах на частотах порядку 24 ГГц (ближня та середня зони) або 77 ГГц (дальня зона).

Для попередження зіткнень радарні сенсори мають визначати азимутальні координати об'єктів. Для цього виробники радарних сенсорів використовують багатопроменеву перемикальну антену або механічно скануючу антену (*Bosch* – три промені, що перемикаються; *Fujitsu Ten Delphy* – один механічно скануючий промінь; *Autocruise* – один промінь підсвітки та два (сумарний і різницевий) для прийому). Загальним рішенням для всіх ситуацій є антена з електронним скануванням, у якої кут огляду змінюється в залежності від ситуації на місцевості (дальності й типу нерухомих перешкод або рухомих об'єктів). Аналіз вимог до радарних сенсорів показує, що оптимальні параметри щодо виявлення типових перешкод при відстані до них (0,5...20) м можуть бути реалізовані тільки за допомогою електронної скануючої антени зі змінним кутом огляду від 10° до 45° .

Більш високий рівень інтеграції і зниження ціни сприяють масштабуванню радарної технології, а також дозволяють інтегрувати її з іншими сенсорними технологіями (в основному відеокамери) для розширення набору застосувань та переходу до комплексного інтегрування технологій і застосувань.

2.5.4. Інтегровані радарно-камерні технології

Останні технологічні розробки дозволяють об'єднати декілька систем безпеки в один інтегральний модуль зі злиттям даних і при цьому зменшити його системну ціну. Для мобільної робототехніки актуальною є інтегрована система на основі радара та камери, розроблена *Delphi* в продукті під назвою *RACam*, що працює на частоті 76.7 ГГц і має споживану потужність 0.892 Вт. Ядром *RACam* є електронно-скануючий радар *Delphi ESR* середнього і дальнього діапазонів. *RACam* інтегрує функції радарного детектування та відеовиявлення з обчислювальним блоком в одному компактному модулі з розмірами 123x68x38 мм [54].

Сенсорна система від *TRW* здійснює злиття сенсорних даних від масштабованої відеокамери з даними радара на 24 ГГц. Якщо деякий об'єкт виявлений перед МР за допомогою камери і це



підтверджується даними радара, то використовуються відповідні алгоритми розрахунку ймовірності зіткнення, а при високій ймовірності зіткнення автоматично генерується гальмівний маневр.

Інженерами *Continental* розроблено стереокамеру – інтегрований сенсорний блок на основі двох *CMOS*-монокамер, рознесених приблизно на 20 см, які забезпечують повний аналіз зображення в одному блоці [32]. Оскільки стереокамера має два “ока”, вона здатна визначати відмінності в зображеннях в межах одного кадру, а також стаціонарні та рухомі перешкоди (стаціонарні об’єкти, людей, тварин). Така камера дозволяє використовувати вхідні дані для визначення розміру перешкоди та відстані до неї, чого не можна досягти з такою самою високою надійністю при використанні монокамери.

Вимірювання відстані до об’єкта та його висоти можливо при оцінці різниці в перспективі між лівим та правим оптичними шляхами (за аналогією з просторовим зором людини, який дає зміщення паралаксу між двома зображеннями. На середніх відстанях (20...30) м стереокамера може визначати діапазон до об’єкта з точністю (20...30) см (відносна похибка порядку 1%). Відмінність стереокамери, яка дає переваги у порівнянні з іншими технологіями – можливість виявляти близькі об’єкти, що мають низький контраст з фоном. Крім того, дві камери покращують здатність визначення об’єктів в умовах низької видимості.

Окрім просторового (3D) визначення положення будь-якого детектованого об’єкту стереокамера дає можливість виявлення напрямку, в якому переміщується кожен піксель ідентифікованого об’єкту вздовж кожної осі 3D-простору. Це дає замість 3D 6-мірний (6D) простір ідентифікації та дозволяє з більшою ймовірністю передбачувати можливе зіткнення, ініціювати надзвичайне гальмування до 1g, а також виявляти маршрут для маневрів з метою запобігання зіткненню. Стереокамера функціонує при швидкостях до 50 м/с і може бути основою для інших систем активної безпеки. В майбутньому розробники планують “навчити” стереокамеру визначати дітей, велосипедистів та інвалідів у колясках. А в сучасних відеокамерах з’являється “третє око” – інфрачервоний детектор для нічного моніторингу людей і тварин.

Також необхідно зазначити, що у 2012 р. в США у штаті



Невада набрав чинності закон про авторизацію автономних автомобілів, оснащених інтелектуальними системами, сенсорами та *GPS*, здатних переміщуватися без активного втручання оператора (тобто за цією ознакою відбувається зближення функціоналу автомобілів та МР). Ключем до підвищення рівня інтелектуальності засобів мобільної робототехніки є підвищення рівня інтелектуальності систем та вузлів, інтеграція функцій та технологій, а також оптимізація сенсорної архітектури.

2.6. Використання стелс-технологій в мобільних робототехнічних комплексах та методи виявлення малопомітних об'єктів

2.6.1. Основні напрямки використання та проектування засобів малої помітності

Стелс-технології є комплексом технічних рішень, в результаті застосування яких зменшується рівень сигналів, що потрапляють від об'єкту на приймальні пристрої системи виявлення об'єктів. Об'єкти, в яких ефективно використовуються стелс-технології, в радіолокації відносяться до класу малопомітних об'єктів. Створення малопомітних об'єктів є наслідком науково-технічного прориву в дорогих наукоємних та високоефективних технологіях і є надбанням переважно економічно високорозвинених держав, доктрини яких ґрунтуються на гарантованій військово-технічній перевазі над іншими країнами [33].

На даний час в авіа-, корабле-, машинобудуванні та мобільній робототехніці визначилися три напрямки використання засобів малої помітності [5]:

- максимально можливе на даний час впровадження стелс-технологій;
- використання окремих елементів “невидимості” через відсутність достатнього фінансування розробок (найчастіше відмовляються від протирадіолокаційного покриття та деяких інших елементів повноцінних стелс-технологій);
- конструювання та виготовлення малорозмірних засобів малої помітності (МР), які можна використовувати для проведення операцій на ворожій території.



Основними науково-технічними напрямками сучасних стелс-технологій є теорія дифракції на складних об'єктах та створення і дослідження радіопоглинаючих матеріалів (РПМ) і покриттів (РПП). Розробка стелс-технологій починається з математичного моделювання розсіювання електромагнітної хвилі на об'єкті, радіолокаційна помітність якого має бути зменшена. Даний етап є принциповим для попередньої оцінки досяжності результату і дозволяє оптимізувати форму та електрофізичні характеристики об'єкту. Математичні та розрахункові моделі базуються на розв'язанні граничних задач дифракції електромагнітних хвиль на об'єктах складної форми, до складу яких входять спеціальні матеріали та покриття. Можливості сучасної обчислювальної техніки дозволяють створювати програмне забезпечення для моделювання розсіювання електромагнітної хвилі на таких складних об'єктах, як літаки та кораблі, враховуючи велику кількість обладнання, щілин, люків та інших деталей конструкції. Результатом такого моделювання є отримання архітектури об'єкту з формами, які задовольняють умови малопомітності, тобто архітектурні форми об'єкту вибираються так, щоб унеможливити відбиття сигналу в напрямку приймальної антени радіолокаційної станції (РЛС) за рахунок перевідбиття у інших напрямках. Для ускладнення радіолокаційного наведення засобів нападу на МР розсіяний від його поверхні радіолокаційний сигнал формується таким чином, щоб підсумковий миттєвий еквівалентний центр МР був винесений за його геометричні розміри.

2.6.2. Створення новітніх матеріалів для корпусів МР

Дуже важливим фактором створення малопомітності є матеріал, з якого виконаний корпус МР. В провідних дослідницьких лабораторіях створюються речовини із заданими властивостями дійсної та уявної частин діелектричної проникності в потрібному діапазоні частот (аналогічні дослідження, пов'язані з створенням речовин із заданим законом зміни магнітної проникності у визначеному діапазоні частот, на даний час мають складності практичної реалізації).

З появою мобільних робототехнічних комплексів (МРТК) широкого спектру дії постійно зростає потреба в створенні нових матеріалів та їх технологій отримання для впровадження у ство-



рювані зразки МРТК [6], що також дозволяє створити можливість технічної модернізації виробництва для переходу на новий технічний рівень. Розвиток напрямку створення вітчизняних МРТК є одним з ключових пріоритетів технічної модернізації української армії.

При розробці поглиначів електромагнітних хвиль (ЕМХ) використовуються матеріали зі здатністю поглинання електромагнітного випромінювання у визначеному діапазоні частот, що визначається їх електричними і магнітними властивостями (питомою електропровідністю та діелектричною і магнітною проникностями, які використовуються для описання процесу поширення ЕМХ і в загальному випадку є нелінійними, тензорними або комплексними величинами). Поглинання електромагнітної енергії відбувається за рахунок діелектричних та магнітних втрат і втрат на провідність, які мають бути максимізовані для досягнення максимуму ефективності екранування. Однак при падінні ЕМХ на матеріал має місце відбиття від границі розділу середовищ. Чим більшим є відмінність хвильових опорів середовищ, тим більшою є величина коефіцієнта відбиття.

При створенні ширококугових поглинаючих покриттів (ШСПП) основною задачею є узгодження поглинальної структури з навколишнім середовищем, тобто мінімізація інтегрального ефекту відбиття. Основними є два способи зменшення відбиття монохроматичних ЕМХ від провідних (відбивальних) поверхонь:

- резонансний тип РПМ, оснований на принципі екрану Солсбері, згідно з яким шар (тонка плівка) поглинального (провідного) матеріалу розташований на відстані $\lambda/4$ перед провідною поверхнею; однак такий поглинач ефективно працює тільки на фіксованій частоті та при нормальному падінні хвилі на провідну поверхню (практичне використання способу є малоефективним);

- вибір хвильового опору $Z = \sqrt{\mu_a / \epsilon_a}$ рівним опору вільного простору, де μ_a та ϵ_a — відповідно абсолютні магнітна та діелектрична проникності непровідного матеріалу, тобто шар поглинального матеріалу для падаючої хвилі при нормальному падінні буде за характеристиками ідентичним вільному простору.

За принципом дії поглиначі ЕМХ діляться на такі типи [15]:



- інтерференційні, які використовують принцип взаємного гасіння електромагнітних хвиль при накладанні у протифазі падаючої та відбитої хвиль;

- розсіювальні, в яких зменшення відбитої енергії в одному напрямку пов'язано з розсіюванням в інших напрямках під різними кутами;

- поглинальні, які основані на перетворенні енергії ЕМХ в інші види енергії (найчастіше в теплову за рахунок діелектричних і магнітних втрат матеріалу);

- комбіновані, в яких поєднуються різні принципи дії в одному поглиначі.

При розробці одношарових ШСПП електромагнітного випромінювання поглинального типу зазвичай використовують магнітодіелектрики, для яких за рахунок підбору близьких значень відносних діелектричної та магнітної проникностей можна забезпечити незначну різницю між характеристичними опорами поглинача електромагнітного випромінювання та вільного простору, а за рахунок великих втрат – ефективне поглинання. Крім того, в літературі [46] розглянуто неоднорідні поглинаючі матеріали, у яких відносні діелектрична та магнітна проникності плавно (градієнтні матеріали) або ступінчасто (багатошарові структури) змінюються від значень, близьких до 1 на зовнішній поверхні, до значень, що забезпечують потрібний рівень поглинання електромагнітної хвилі. Така поступова зміна досягається або зміною властивостей матеріалу, або зміною його геометричної форми, що реалізується у пінних пірамідах з вуглецевим наповненням. Такі поглиначі зазвичай мають порівняно велику широкосмуговість при малій величині коефіцієнта відбиття та незначній товщині поглинача, однак є найбільш складними при практичній реалізації. Перевагою градієнтних матеріалів у порівнянні з багатошаровими є відсутність відбиття на границі між шарами.

Для розробки діелектричних поглиначів з широким робочим діапазоном частот перспективними є одношарові матеріали зі спеціальними частотними залежностями комплексної діелектричної проникності, а також багатошарові та градієнтні матеріали. РПМ на основі діелектриків, наприклад, пластики з вуглецевим наповненням, мають порівняно невелику густину, однак товщи-



на покриття має бути значною. Для зменшення потужності падаючої хвилі на 20 дБ і 30 дБ товщину покриття визначають за такими співвідношеннями:

$$D_{20\text{ дБ}} = \frac{0.279}{f \cdot \varepsilon}, \quad D_{30\text{ дБ}} = \frac{1.65}{f \cdot \varepsilon},$$

де f – частота, ε – відносна діелектрична проникність.

Перевагами використання в якості тонкошарових поглиначів феритів з високою магнітною проникністю є мала товщина шару і незначне збільшення верхньої частоти робочого діапазону при великій товщині шару, а недоліком – обмеження робочого діапазону з боку низьких частот [46]. Перевагою феритів з низькою магнітною проникністю є залежність нижньої границі робочого діапазону частот тільки від значення частоти гіромагнітного резонансу, а недоліком – необхідність великої товщини шару і значне зміщення верхньої граничної частоти.

Розробники велику увагу приділяють РПМ на основі композитних матеріалів, зокрема феритрезинових сумішей з введеними до їх складу короткими металічними волокнами (введення в матеріал волокон у кількості (1÷3)% за масою суміші дозволяє змінювати діелектричну проникність в широких межах). Для досягнення унікальних характеристик в НВЧ діапазоні використовуються матеріали, до складу яких входять провідні включення складної форми: розімкнені та замкнені провідні кільця, омега-частинки, одинарні та бі-спіралі, а також діелектричні включення різної форми з високою діелектричною проникністю.

Поширеними є РПМ та структури на основі резистивних ниток (багатокомпонентних волокон, в об'ємі якого сформований електропровідний композит), розташованих в діелектричній матриці [9]. Провідним наповнювачем є сажа з частинками розміром (30...60) нм, що містить кристали графіту. Оболонка нитки має високі міцнісні, вологостійкі та температурні характеристики.

Проведені в роботі [13] експериментальні дослідження спектрів магнітної та діелектричної проникностей і поглинальних властивостей композитів показали, що композиційні матеріали на основі карбонільного заліза мають високі поглинальні властивості в діапазоні частот (3÷37) ГГц при малій товщині шару і можуть використовуватися як в якості маскуючих покриттів, ро-



зташованих на металевій поверхні, так і в якості захисних невідбивальних покриттів з малими значеннями коефіцієнтів відбиття і проходження. Наявність мінімуму коефіцієнта відбиття від двох шарової структури на частотах вище 37 ГГц дозволяє створювати РПМ і для більш високих частот при підборі товщини шарів.

Як матеріали, здатні поглинати ЕМХ в широких діапазонах частот і потужностей та мають незначну вартість, в [20] розглянуто наноструктуровані композиційні РПМ (НСКРПМ) на полімерній основі, які для досягнення максимальних радіопоглинаючих властивостей мають відповідати таким умовам:

- наявність в полімерній матриці розвиненої електропровідної наномережі;
- присутність ізолюваних одна від іншої наночастинок магнітної речовини;
- додаткове послаблення ЕМХ від діелектричних втрат;
- наявність структурних елементів, які утворюють релесівські структури і зони, де відбувається додавання хвиль у протифазі;
- мінімальна різниця хвильових опорів на границі НСКРПМ-повітря.

Дослідження авторів показали, що реалізація даних умов досягається при введенні до полімерної матриці вуглецевих нанотрубок і нановолокон.

В роботі [30] розглянуто властивості нелінійних, підсилювальних, активних і керованих складних середовищ з точки зору використання їх для створення тонких ширококутових радіопоглиначів. Показано, що розробка поглиначів даного типу є альтернативою поширеній практиці використання в якості РПП матеріалів з великими значеннями магнітної та діелектричної проникностей і в перспективі дозволить виключити обмеження, властиві пасивним поглиначам.

2.6.3. Сучасні технології та заходи, спрямовані на підвищення якості компонентів і конструктивної досконалості вітчизняних МРТК

На даний час основна частина деталей корпусів МРТК, зокрема, безпілотних літальних апаратів (БПЛА), виготовляється з полімерних композиційних матеріалів (ПКМ). В процесі розробки МРТК провідні світові виробники використовують такі най-



сучасніші технології:

- трансгенні біополімери при розробці ультралегких, надміцних і еластичних матеріалів з покращеними стелс-характеристиками для корпусів МРТК [48];
- вуглецеві нанотрубки для використання в електронних системах МРТК та композитах для послаблення електромагнітного випромінювання [24];
- МЕМС, які поєднують мікроелектронні та мікромеханічні елементи [49];
- водневі двигуни, які дозволяють істотно зменшити рівень шуму [22];
- інтелектуальні матеріали, що змінюють свою форму або виконують деяку задану функцію під впливом зовнішніх дій [4];
- інтелектуальні композити, що складаються з підсистем зчитування сигналу (дії), його обробки, формування відгуку, а також механізмів зворотного зв'язку, самодіагностування та самовідновлення;
- самовідновні матеріали: полімери, кераміка, метали та матеріали структури на основі графену [1];
- магнітні наночастинки, які істотно розширюють обчислювальні можливості роботизованих і безпілотних систем (потенціал технології при використанні спеціальних наночастинок розміром $(10 \dots 20) \text{ нм} - 400 \text{ Гбіт/см}^2$).

В США завершуються роботи над волокном з нанесеним на нього тонкоплівковим покриттям, в яке інтегровані сонячні елементи. Таке волокно планується використовувати для виготовлення конструкційної тканини, що генерує електроенергію для МРТК та його корисного навантаження. За умови успішного завершення проекту розробники отримають новий конструктивний матеріал для створення легких малорозмірних МРТК з тривалим часом автономності [47].

Стратегічними напрямками для створення вітчизняних МРТК є [33]:

- розробка матеріалів для корпусу та двигуна;
- удосконалення технологій зменшення помітності;
- розробка полімерних композиційних матеріалів на основі вуглецевих і скляних наповнювачів з унікальними властивостями



ми: високі пружно-міцнісні характеристики (міцність до 2.5 ГПа, модуль пружності до 160 ГПа), низька вартість виробництва, забезпечення високих характеристик радіопрозорості, низьке вологопоглинання і висока стійкість до ударних навантажень (міцність вуглепластику при стисканні після удару більше 0.2 ГПа).

Таким чином, розробка і виробництво сучасного МРТК не є задачею машино-, корабле- або авіабудування у традиційному розумінні – виробництво наземного, плавального або літального апарату. Відмінною особливістю МРТК є орієнтованість на виконувану задачу. Апарат при цьому виконує важливу, однак одну з багатьох функцій – засіб транспортування, а ключовим є слово «комплекс».

При виробництві вітчизняних МРТК нового покоління треба провести такі заходи для підвищення якості компонентів і конструктивної досконалості [33]:

- розробку і виробництво сучасних конструкційних матеріалів: композиційних (з використанням нанопокриттів), зварюваних, корозійностійких алюміній-літєвих сплавів пониженої густини, технологій зварювання у твердій фазі [14];
- фізичне комплексування та інтеграція в корпусі МРТК бортового обладнання та різних систем;
- вдосконалення сучасних комп'ютерних технологій, зокрема багатопроцесорні системи збору, обробки і зберігання даних;
- створення систем автоматичного управління, спряжених з системами передачі інформації, шифрування і стискання даних;
- розробку технологій високостійких та завадозахищених засобів зв'язку, включаючи космічні;
- вдосконалення технологій дистанційного зондування навколишнього середовища (радіолокація, оптоелектронні системи, багатофункціональні сенсори);
- розробку і використання енергетичних технологій та альтернативних джерел енергії: акумулятори і паливні елементи надвеликої ємності, сонячна енергія;
- впровадження засобів і систем супутникової навігації GPS, ГЛОНАСС (з можливостями обмеження до розв'язання поточного конфлікту на сході України) та геоінформаційних систем для забезпечення точного позиціонування МРТК;



- вдосконалення технології обробки зображень та розпізнавання образів;
- вдосконалення технології людино-машинного інтерфейсу та систем штучного інтелекту;
- розробку швидкодіючих систем керування для забезпечення керованості і курсової стійкості МРТК з метою виключення негативної дії сил різної природи та стохастичних навантажень при переміщенні;
- створення силової установки з високими ККД, енергетичною ємністю та питомою потужністю при забезпеченні максимальної тривалості та прихованості переміщення, що потребує використання нових матеріалів та технологій;
- розробку покращеної технології зменшення помітності – реалізація особливої форми конструкції МРТК та широке застосування радіопоглинаючих, радіорозсіюючих та адаптивних матеріалів і покриттів у конструкції МРТК.

2.6.4. Методи виявлення малопомітних об'єктів

Як видно з літературних джерел [56], за рахунок використання архітектурного захисту МР та радіопоглинаючих матеріалів і покриттів досягається зменшення ефективної відбивальної поверхні об'єкту в 10 і більше разів. Інтенсивність прийнятого сигналу РЛС є функцією відстані в четвертому степені [37], що приводить до зменшення дальності виявлення у $(1.5 \div 2)$ рази.

Таким чином, з точки зору радіолокаційних засобів виявлення малопомітні об'єкти мають такі характерні особливості:

- суттєво зменшений рівень відбитого радіолокаційного сигналу в напрямку приймальної антени за рахунок радіопоглинання та перевідбиття в інших напрямках, результатом чого є зменшення відношення корисного сигналу до шуму;
- перевідбиття радіолокаційного сигналу від плоских поверхонь відносно великих розмірів відбувається з формуванням вузької діаграми спрямованості та наявністю бічних пелюсток;
- зменшення відстані до радіогоризонту за рахунок вибору відповідних архітектурних форм малопомітного об'єкту.

З вищенаведеного можна визначити такі напрямки розробки методів виявлення малопомітних об'єктів в радіолокації [33]:



- розробка методів виявлення об'єктів за прямим відбитим сигналом, що надходить на приймальну антену РЛС;

- збільшення відстані до радіогоризонту для стійкого виявлення об'єктів;

- організація системи спостереження таким чином, щоб для виявлення можна було використовувати перевідбитий від об'єкту радіолокаційний сигнал.

Згідно першого напрямку необхідно з рівняння дальності радіолокації визначити потужність прийнятого відбитого сигналу P_D в залежності від параметрів РЛС для спільної антени для передачі та прийому:

$$P_D = \frac{P_B G_A S_A \sigma}{16\pi^2 D^4} = \frac{P_B S_A^2 \sigma}{4\pi D^4 \lambda^2}, \quad (2.37)$$

де множник $\frac{P_B G_A}{4\pi D^2}$ – потужність випромінювання зондувального імпульсу на відстані D від РЛС з потужністю випромінювання РЛС

P_B ; $G_A = \frac{4\pi S_A}{\lambda^2}$ – коефіцієнт підсилення антени; σ – ефективна площа розсіювання малопомітного об'єкту; S_A – ефективна площа апертури антени; λ – довжина хвилі, на якій відбувається випромінювання зондувального імпульсу.

Таким чином, зменшення ефективної площі розсіювання малопомітного об'єкту приводить до пропорційного зменшення потужності прийнятого відбитого сигналу. Зменшити вплив цього чинника можна технічними засобами за рахунок збільшення потужності зондувального імпульсу передавача, збільшення чутливості приймача, а також вибору оптимальної конструкції антени.

Тому що зменшення ефективної площі розсіювання малопомітного об'єкту приводить до зменшення відношення сигнал/шум приймача, то ефективність виявлення малопомітних об'єктів залежить від використовуваних методів та алгоритмів обробки радіолокаційної інформації.

Очевидним, однак практично важко реалізовуваним методом підвищення ефективності виявлення, оснований на використанні апаратних засобів, є підвищення енергетики зондувального сигналу РЛС за рахунок збільшення потужності імпульсу та часу



його випромінення (для підвищення в десятки разів енергії зондувального сигналу РЛС за рахунок збільшення потужності імпульсу на даний час немає відповідних технічних засобів, а збільшення тривалості зондувального імпульсу $\tau_{\text{з}}$ приведе до погіршення розділової здатності РЛС за дальністю $\Delta D = 0.5 c \tau_{\text{з}}$, де c – швидкість світла.

Реальним способом збільшення енергії є випромінення за період зондування декількох імпульсів, що розрізняються за кодовими ознаками. Це дозволяє для деякої кількості імпульсів в пакеті без уповільнення огляду позбавитися від неоднозначності визначення дальності за прийнятим сигналом. Даний метод реалізується в [2], де пропонується побудована за когерентним принципом імпульсна РЛС, що використовує сигнали з внутрішньоімпульсною фазовою маніпуляцією.

Енергію прийнятого сигналу також можна збільшити при збільшенні кількості відбитих сигналів в пакеті (часу накопичення ансамблю відбитих сигналів). Однак пряма реалізація такого підходу уповільнює огляд контрольованої зони та потребує необхідності використання більшої кількості РЛС. Для виключення цього недоліку в [5] запропонована модифікація даного підходу, в якій відбувається збільшення відношення сигнал/шум практично без збільшення енергії відбитого сигналу. Також даний метод виконує стискання первинної радіолокаційної інформації без втрати інформативності, що особливо важливо тому, що обробка радіолокаційної інформації має відбуватися в реальному масштабі часу.

Як видно з основного рівняння радіолокації (2.37), потужність прийнятого відбитого сигналу P_D пропорційна квадрату ефективної площі апертури антени S_A , а від ефективної площі розсіювання малопомітного об'єкту залежить лінійно. Тому при розробці або виборі відповідної конструкції антени можна суттєво компенсувати вплив зменшення ефективної площі розсіювання малопомітного об'єкту. Однак ефективним буде тільки системний підхід до вибору конструкції антени, який враховує збільшення енергії відбитих імпульсів при збільшенні відношення сигнал/шум за рахунок розкриття діаграми спрямованості антени.



Таким чином, тільки при системному підході до вибору і розробки технічних засобів, а також наявності відповідних методів та алгоритмів обробки радіолокаційних сигналів, що працюють при малих відношеннях сигнал/шум, можна в значній мірі нейтралізувати дію стелс-технологій, оснований на зменшенні рівня відбитого сигналу, та підвищити ймовірність виявлення малопомітного об'єкту.

Відстань до радіогоризонту залежить тільки від висот установки антени та об'єкту виявлення. Тому при зменшенні висоти цілі доводиться збільшувати величину підняття антени РЛС, яка залежить від виконуваних станцією задач [39]:

$$D_{np} \cong 4.12(\sqrt{h_a} + \sqrt{h_{\text{ц}}}), \quad (2.38)$$

де D_{np} – дальність прямої видимості, км; h_a – висота підняття електричного центру антени, м; $h_{\text{ц}}$ – висота цілі (об'єкту виявлення), м.

Зменшення висоти цілі з 3 м до 1.5 м при незмінній висоті підняття електричного центру антени приводить до зменшення дальності прямої видимості на 2 км. З іншого боку, для неперервного моніторингу зони шириною до 200 км при мінімальній висоті цілі 1 м необхідно підняти антену на висоту не менше 2300 м, що можливо тільки при розміщенні антени або РЛС на борту літального апарату. Використання РЛС повітряного базування залежить від якості розв'язання задач врахування динамічно складних умов роботи та наявності методів і алгоритмів виявлення об'єктів на фоні відбитих від земної або водної поверхні сигналів.

Зазначимо, що опромінення об'єкту під кутом до горизонтальної площини змінює ефективну площу розсіювання, що може підвищити ефективність виявлення малопомітних об'єктів. Крім того, з'являється можливість виявлення об'єктів за слідами взаємодії їх з водним середовищем (хвилі, що розходяться за об'єктом, турбулізація поверхневих шарів води, збудження у воді хвильових процесів, зміна фізико-хімічних властивостей води та ін.). Однак на даний час ці процеси недостатньо досліджені з точки зору радіолокаційної видимості, що не дозволяє в повній мірі використовувати їх при виявленні малопомітних об'єктів.



Для виявлення об'єктів стелс-технологій за перевідбитим в іншому напрямку зондувальним сигналом використовуються багатопозиційні РЛС в режимі кооперативної роботи. Окремим випадком багатопозиційної радіолокації є двопозиційна (рознесена) система активної локації з одним передавачем. Кооперативність прийому відбитих сигналів полягає у використанні на різних позиціях вторинного випромінювання об'єкту, який зондується з будь-якої однієї позиції.

Висновки до розділу 2

1. Показано, що для визначення параметрів руху об'єкта (швидкості, прискорення та різкості) необхідна інформація про його координати. Для підвищення точності визначення параметрів руху запропоновано загальну кількість координат об'єкта на інтервалі часу ділити на групи з однаковою кількістю координат (дві для швидкості, три для прискорення і чотири для різкості), визначати середнє арифметичне кодів координат в групах і за цими результатами визначати середні значення параметрів руху об'єкта на заданому часовому інтервалі.

2. Проведено аналіз ефективності запропонованого способу визначення параметрів руху об'єкта по відношенню до класичного способу (рис. 2.2), яка суттєво залежить від кількості використовуваних для обчислень координат.

3. Проаналізовано основні величини, якими характеризуються робочі умови вимірювання параметрів руху об'єктів, та з'ясовано їх номінальні значення. Запропоновано математичну модель впливу робочих умов (середовища) на коефіцієнт чутливості засобу вимірювання.

4. Проаналізовано відхилення коефіцієнта чутливості засобу вимірювання від номінального значення залежно від групи факторів та кількості членів розкладу функції в ряд Тейлора.

5. З'ясовано, що точність визначення координат МР при використанні різних видів дальномірних та радіальних методів практично однакова. Іоносферна та тропосферна похибки мають як систематичну, так і випадкову складові (математичне сподівання та дисперсію). Величина іоносферної похибки визначається електронною концентрацією в іоносфері, не залежить від роз-



ташування супутників, впливає на точність визначення висоти та відхилення бортового годинника від системного часу. Затримка сигналу в тропосфері істотно залежить від кута місця розташування навігаційного супутника.

6. Для зменшення похибок бортової апаратури МР використовують апаратні методи підвищення стабільності шкали та алгоритмічні методи, основані на відомих математичних моделях поведінки бортових еталонів, що дозволяє прогнозувати відхилення. Основним джерелом шумових та динамічних похибок приймального пристрою є схеми стеження за затримкою огинальної та носійного сигналу, а також опорний генератор, основним впливовим чинником якого є короткочасна нестабільність частоти.

7. Складено бюджет похибок визначення псевдодальності, псевдошвидкості та псевдоприскорення дальномірними методами і з'ясовано потенційні значення їх сумарних похибок (відповідно 6.3 м, 0.09 м/с та 0.0238 м/с²).

8. Отримано співвідношення, які визначають залежність швидкості ультразвуку в повітрі від групи кліматичних факторів та швидкості вітру. При цьому необхідно враховувати, що на вихідний сигнал п'єзовипромінювача суттєво впливає зміна температури повітря, а також менш значуще атмосферний тиск та відносна вологість повітря. Тому до складу ультразвукового далекоміра мають входити відповідні сенсори для вимірювання кліматичних параметрів з їх подальшим використанням для підвищення точності НЧВ.

9. Використання ультразвукових далекомірів без додаткових навігаційних пристроїв (одометри, системи інерціальної навігації, *GPS*) виправдане тільки в тому випадку, якщо чітко визначені умови роботи системи (відомі відбивальні властивості об'єктів, межі вимірювання дальності до них, а також кліматичні параметри в зоні вимірювання).

10. Показано, що розв'язання проблеми зменшення навантаження на джерела живлення, механічні структури та обчислювальні блоки МР полягає у створенні мережевої архітектури, в якій сигнали надходять від сенсорних вузлів до блоків системи керування у вже обробленому вигляді.



11. Проаналізовано використання в МР мультиосьових сенсорів та мультисенсорних модулів з оптимізованою сенсорною архітектурою для комплексної обробки сенсорних сигналів (як внутрішніх, так і зовнішніх).

12. З'ясовано та проаналізовано ефективність використання в мобільній робототехніці різних типів сенсорних технологій (переважно радарних та інтегрованих радарно-камерних) при різних погодних умовах з функцією інфрачервоного детектування для нічного моніторингу людей та тварин.

13. Коротко розглянуто найсучасніші технології, які провідні світові виробники використовують при розробці МРТК малої помітності, а також перспективні заходи, спрямовані на підвищення якості компонентів та конструктивної досконалості таких об'єктів.

14. Розглянуто методи виявлення об'єктів стелс-технологій та показано, що тільки за рахунок системного підходу можна технічними засобами РЛС компенсувати зменшення ефективної поверхні розсіювання таких об'єктів. Тому що наслідком малопомітності об'єкту є зменшення відношення сигнал/шум, то в приймальному пристрої РЛС даний параметр має бути максимально збільшений.

15. Показано, що основним методом збільшення дальності до радіогоризонту є використання РЛС повітряного базування. Для організації колективної роботи декількох РЛС при виявленні малопомітних об'єктів перспективними є методи виявлення об'єктів за слідами взаємодії їх з навколишнім (зокрема, водним) середовищем. Проблема виявлення об'єктів стелс-технологій може бути розв'язана тільки при системному підході до реалізації всіх розглянутих технічних засобів РЛС та розробці методів і алгоритмів виявлення об'єктів, що працюють при малому відношенні сигнал/шум.

ПЕРЕЛІК ЛІТЕРАТУРИ ДО РОЗДІЛУ 2

1. Алёхин, М. Интеллектуальные авиаконструкционные материалы и микросистемная техника [Текст] / М. Алёхин, И. Клабуков, С. Мусиенко // В сборнике материалов конференции «Будущее индустрии». – М. : МФТИ, 2012. – 31 с.



2. Антонов, Б. П. Радиолокационная станция [Текст] / Б. П. Антонов, В. А. Коржавин, В. А. Никольцев, В. П. Иванов, Ю. С. Ицкович, М. З. Левин, В. С. Баландин, Г. Т. Бронштейн, В. Я. Зобнин. – Патент РФ №2131612, 21.09.1998.

3. Балдев, Радж. Применения ультразвука [Текст] / Радж Балдев, В. Раджендран, П. Паланичами. – М. : Техносфера, 2006. – 575 с. – ISBN 5-94836-088-1.

4. Бобович, Б. Б. Неметаллические конструкционные материалы: учебное пособие [Текст] / Б. Б. Бобович. – М. : МГИУ, 2009. – 384 с.

5. Бондаренко, Е. А. Стелс-технологии в кораблестроении и методы противодействия радиолокационным станциям берегового (морского, воздушного) базирования [Текст] / Е. А. Бондаренко, В. П. Волобоев, В. П. Клименко // Математичні машини і системи. – 2006. – № 4. – С. 73-82.

6. Буренок, В. М. Развитие военных технологий XXI века: проблемы, планирование, реализация [Текст] / В. М. Буренок, А. А. Ивлев, В. Ю. Корчак. – Тверь : ООО “Купол”, 2009. – 624 с.

7. Вендик, О. Фазовращатели сканирующих антенн для радаров обзора территорий [Текст] / О. Вендик, М. Парнес // Беспроводные технологии. – 2007. – № 9. – С. 164-166.

8. Веницкий, А. С. Автономные радиосистемы [Текст] / А. С. Веницкий. – М. : Радио и связь, 1986. – 335 с.

9. Гарин, Б. М. Физические свойства резистивных нитей и структур на их основе в СВЧ диапазоне [Текст] / Б. М. Гарин, О. А. Дьяконова, Ю. Н. Казанцев // Журнал технической физики. – 1999. – Т. 69. – Вып. 1. – С. 104-108.

10. ГОСТ 8.050:2009 ГСОЕИ. Нормальные условия выполнения линейных и угловых измерений.

11. Денисов, В. П. Анализ квазиоптимального алгоритма устранения неоднозначности в многошкальной фазовой измерительной системе [Текст] / В. П. Денисов // Радиотехника и электроника. – 1995. – Вып. 4. – С. 7-9.

12. Дулевич, В. Е. Теоретические основы радиолокации [Текст] / В. Е. Дулевич. – М. : Советское радио, 1978. – 608 с.

13. Журавлев, В. А. Радиопоглощающие свойства содержащих карбонильное железо композитов на СВЧ и КВЧ [Текст] / В.



А. Журавлев, В. И. Суслев // Научный журнал «Исследовано в России». – 2010. – № 35. – С. 404-411.

14. Каблов, Е. Н. Стратегические направления развития материалов и технологий их переработки на период до 2030 года [Текст] / Е. Н. Каблов // Авиационные материалы и технологии, – 2012. – № 8. – С. 7-17.

15. Казанцева, Н. Е. Перспективные материалы для поглотителей электромагнитных волн СВЧ диапазона [Текст] / Н. Е. Казанцева, Н. Г. Рывкина, И. А. Чмутин // Радиотехника и электроника. – 2003. – Т. 48. – № 2. – С. 196-209.

16. Кашкаров, А. П. Радиоэлектронные конструкции на любой вкус [Текст] / А. П. Кашкаров. – М. : Эксмо, 2008. – 368 с. – ISBN 978-5-699-23110-2.

17. Квасніков, В. П. Врахування робочих умов вимірювання параметрів руху об'єктів в математичній моделі формування результату вимірювання [Текст] / В. П. Квасніков, А. В. Рудик // Збірник наукових праць Одеської державної академії технічного регулювання та якості. – 2016. – № 2 (9). – С. 41-45.

18. Колесников, А. Е. Ультразвуковые измерения [Текст] / А. Е. Колесников. – М. : Издательство стандартов, 1970. – 238 с.

19. Комаров, К. П. Способ определения скорости перемещения [Текст] / К. П. Комаров. – А. с. СССР №1138743 // Бюл. изобр. – 1985. – №5.

20. Кондратьев, Д. Н. Использование наноструктурных материалов для повышения надежности РЭА [Текст] / Д. Н. Кондратьев // Наноиндустрия. – 2008. – № 4. – С. 38-43.

21. Корн, Г. Справочник по математике для научных работников и инженеров [Текст] / Г. Корн. – М. : Наука, 1968. – 720 с.

22. Лоскутников, А. А. Оценка возможности применения в силовых установках беспилотных летательных аппаратов источников электричества на основе топливных элементов [Текст] / А. А. Лоскутников // Молодой ученый. – 2011. – Т.1. – №6. – С.99-101.

23. Маркеев, А. П. Теоретическая механика [Текст] / А. П. Маркеев. – Ижевск : РХД, 2007. – 592 с.

24. Мурадян, В. Е. Диэлектрические свойства композитов, модифицированных углеродными наноструктурами, в микроволновом диапазоне [Текст] / В. Е. Мурадян, Е. А. Соколов, С. Д.



Бабенко, А. П. Моравский // Журнал технической физики. – 2010. – Т. 80. – № 2. – С. 83-87.

25. Назаров, Н. Г. Измерения: Планирование и обработка результатов [Текст] / Н. Г. Назаров. – М. : Издательство стандартов, 2000. – 301 с.

26. Назаров, Н. Г. Метрология. Основные понятия и математические модели: Учебное пособие [Текст] / Н. Г. Назаров. – М. : Высшая школа, 2002. – 348 с.

27. Перов, А. И. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования [Текст] / А. И. Перов, В. Н. Харисов. – М. : Радиотехника, 2010. – 800 с.

28. Поваляев, А. А. Спутниковые радионавигационные системы: время, показания часов, формирование измерений и определение относительных координат [Текст] / А. А. Поваляев. – М. : Радиотехника, 2008. – 328 с.

29. Прохоров, В. Т. Метрологическое обеспечение и контроль качества материалов и изделий: монография [Текст] / В. Т. Прохоров. – Шахты : ГОУ ВПО «ЮРГУЭС», 2009. – 160 с.

30. Розанов, К. Н. Применение нелинейных и активных материалов для создания широкополосных радиопоглотителей [Текст] / К. Н. Розанов, Е. А. Преображенский // Успехи современной радиоэлектроники. – 2003. – № 3. – С. 26-40.

31. Рудик, А. В. Методи вимірювання координат та параметрів руху об'єктів з використанням супутникових радіонавігаційних систем [Текст] / А. В. Рудик // Вісник Інженерної академії України. – 2015. – №4. – С.51-56.

32. Рудик, А. В. Багатофункціональні сенсори для мобільної робототехніки [Текст] / А. В. Рудик // Вісник Інженерної академії України. – 2016. – №1. – С. 30-36.

33. Рудик, А. В. Використання стелс-технологій в мобільних робототехнічних комплексах та методи виявлення малопомітних об'єктів [Текст] / А. В. Рудик // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах (Хмельницький). – 2016. – № 2. – С. 146-150. (**Index Copernicus, Google Scholar, ПІНЦ**)

34. Рудик, А. В. Оцінка точності навігаційно-часових визначень в супутникових радіонавігаційних системах [Текст] / А. В. Рудик//Вісник Інженерної академії України.–2016.–№3.– С.39-45.

35. Рудик, А. В. Оцінка швидкості ультразвуку в повітрі при



реалізації системи ультразвукового зору [Текст] / А. В. Рудик // Інформаційно-обчислювальні технології, автоматика та електротехніка (ІТАЕ-2016). Матеріали міжнародної НПК. – Рівне : НУВГП, 2016. – С. 273-275.

36. Рудик, А. В. Спосіб визначення параметрів руху об'єкта на кінцевому інтервалі часу [Текст] / А. В. Рудик // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах (Хмельницький). – 2017. – № 1. – С. 49-54. (**Index Copernicus, Google Scholar, PIIIC**)

37. Скольник, М. Справочник по радиолокации. Основы радиолокации [Текст] / М. Скольник. – М. : Советское радио, 1976. – Т. 1. – 455 с.

38. Сысоева, С. Интеллектуальные автомобильные ассистенты и датчики [Текст] / С. Сысоева // Компоненты и технологии. – 2012. – № 3. – С. 7-18.

39. Тяпкин, В. Н. Основы построения радиолокационных станций радиотехнических войск: учебник [Текст] / В. Н. Тяпкин. – Красноярск : Сибирский федеральный университет, 2011. – 536 с.

40. Тяпкин, В. Н. Методы определения навигационных параметров подвижных средств с использованием спутниковой радионавигационной системы ГЛОНАСС : монография [Текст] / В. Н. Тяпкин, Е. Н. Гарин. – Красноярск : Сибирский федеральный университет, 2012. – 260 с. – ISBN 978-5-7638-2639-5.

41. Фатеев, Ю. Л. Теоретические основы и практическая реализация угловых измерений на основе глобальных навигационных спутниковых систем : дис. д-ра техн. наук 05.12.04 [Текст] / Ю. Л. Фатеев. – Красноярск, 2004. – 339 с.

42. Яценков, В. С. Основы спутниковой навигации : системы GPS и ГЛОНАСС [Текст] / В. С. Яценков. – М. : Горячая линия – Телеком, 2005. – 272 с.

43. Kaplan, E. Understanding GPS: Principles and Applications [Text] / E. Kaplan, C. Hegarty. – Artech House, 1996. – 707 p.

44. Parkinson, B. W. Global Positioning System: Theory and Application [Text] / B. W. Parkinson, J. J. Spilker Jr. – AIAA. Inc., Washington, vol. 1, 1996. – 643 p.

45. Rudyk, A. V. Characterization of objects moving in the decomposition of functions in Fourier series [Text] / A. V. Rudyk, V. P. Kvasnikov // The seventh world congress "Aviation in the XXI-st



century”. Safety in Aviation and Space Technologies. – National Aviation University, Kyiv, Ukraine, 2016. – pp. 1.9.6-1.9.10.

46. Wallace, J. L. Broadband Magnetic Microwave Absorbers: Fundamental Limitations [Text] / J. L. Wallace // IEEE Trans. Magn. – 1993. – № 6. – P. 4209-4214.

47. Истребитель Е-50. Секреты самолета-невидимки. Сайт «Армейский вестник» : [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.armstass.su>. (Дата звернення: 22.03.2016).

48. Кондратьев, А. Е. Боевые роботы США – под водой, в небесах и на суше [Текст] / А. Е. Кондратьев // Электр. изд. “Независимое военное обозрение”. – 2010. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.nvo.ru>. (Дата звернення: 05.04.2015).

49. США задумались о новой системе инерциальной навигации на базе микроядерного магнитного резонанса: [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.nanonewsnet.ru/articles/2012>. (Дата звернення: 15.03.2016).

50. Active Safety Delphi Electronically Scanning Radar: [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://delphi.com/manufacturers/auto/safety/active/scanning-radar>. (Дата звернення: 21.03.2016).

51. Active Safety Delphi Integrated Radar and Camera System: [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://delphi.com/manufacturers/auto/safety/active/racam>. (Дата звернення: 05.03.2016).

52. Bosch Sensors: [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.bosch-engineering.de/media/de/pdfs/einsatzgebiete_1/productdatenblaetter/120903. (Дата звернення: 11.03.2016).

53. Multi-channel 77 GHz radar transceiver chipset: [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.nxp.com/products/rf/millimeter-wave-solutions/radar-technology/multi-channel-77-ghz-radar-transceiver>. (Дата звернення: 11.03.2016).

54. Stereo camera: [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.continental-corporation.com/www/pressportal_com_en/themes/press_releases/3_automotive_group/chassis/press_releases/pr_2011050_stereo_camera_en.html. (Дата звернення: 09.03.2016).

55. The Cognitive Autonomous Vehicles of UniBwM: VaMors, VaMP, MuCAR-3: [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://www.munichnetwork.com/fileadmin/user_upload/konferenzen/mobiltaetsforum-3/080924WuenscheProfDrHansJoachim_RobotCar. (Дата звернення: 11.02.2016).



РОЗДІЛ 3. МАТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ТА АНАЛІЗ ПОХИБОК МЕМС АКСЕЛЕРОМЕТРІВ НАВІГАЦІЙНИХ СИСТЕМ МОБІЛЬНИХ РОБОТІВ

Наявність в інерціальній системі акселерометрів дозволяє визначати величини лінійних прискорень, які діють на МР. Однак на мобільних роботах недоцільно встановлювати механічні акселерометри через їх великі розміри, тому в даному випадку використовуються мініатюрні МЕМС-акселерометри, які вимірюють проекцію уявного прискорення, що є геометричною різницею між дійсним прискоренням МР та прискоренням вільного падіння. Для визначення швидкості та переміщення (координати) проводять інтегрування прискорення або просте сумування відліків для дискретного вихідного сигналу. Однак така оцінка параметрів руху є наближеною, залежить від частоти дискретизації вихідних сигналів акселерометрів приводить до накопичення помилки [28]. Акселерометри можуть вимірювати статичні і динамічні прискорення, тому їх використовують як сенсори прискорення, вібрації та нахилу для отримання інформації про стан МР.

Задачами даного розділу є: отримання математичних моделей МЕМС-акселерометра в різних формах (механічна, електрична, схемотехнічна), що дозволить перейти до “індивідуальних” моделей конкретного типу акселерометра і підвищити точність визначення величини прискорення; виведення узагальненого рівняння похибок акселерометрів, аналіз складових випадкової похибки акселерометрів та розробка моделей формування складових випадкової похибки з білого шуму та білої послідовності; проведення числової оцінки похибок одноканальної БІНС, реалізованої на МЕМС-сенсорах низького класу точності, на короткому інтервалі до 10 хв, коли можна знехтувати коливаннями з частотою Шулера; отримання моделей похибок БІНС при визначенні параметрів руху об’єкта.

За результатами досліджень, проведених у даному розділі, авторами опубліковано роботи [13, 14, 20, 21, 25-31, 43].

3.1. Математичні моделі МЕМС – акселерометра

Модель шаруватої структури плоского ємнісного МЕМС-акселерометра маятникового типу наведена на рис. 3.1 [13]. Чутли-



вим елементом такого сенсора є шарувата пластина, під'єднана до основи за допомогою пружного підвісу (перемички). Система, що складається з рухомого чутливого елементу з обкладками, утворює конденсатор змінної ємності. При переміщенні об'єкту, на якому розміщений акселерометр, з прискоренням на чутливий елемент діють сили інерції, що приводить до зміщення чутливого елементу відносно обкладок та зміни ємності конденсатора. При дії температурного поля в чутливому елементі акселерометра виникають температурні деформації, які приводять до зміни форми чутливого елементу та виникнення похибки вимірювання ємності конденсатора.

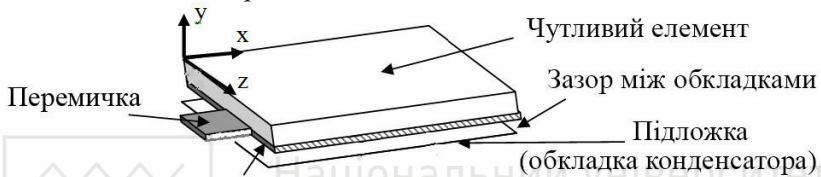


Рис. 3.1. Модель шаруватої структури ємнісного MEMC-акселерометра

Для отримання фізичної моделі MEMC-акселерометра необхідно сумісно розв'язати систему інтегро-диференціальних рівнянь, які описують пружну, електростатичну та теплову задачі. В загальному випадку це проводиться чисельним розв'язанням зазначеної системи рівнянь методом кінцевих елементів.

Для розробників навігаційних систем та інших споживачів акселерометрів синтез математичних моделей даним методом є складним через ряд причин:

- використання значних обчислювальних ресурсів;
- детальне знання внутрішньої будови чутливого елементу акселерометра для задавання граничних умов розв'язання системи інтегро-диференціальних рівнянь, що можливо тільки для виробників даних сенсорів [9].

Однак навіть при реалізації зазначених обмежень через розкид технологічних і топологічних параметрів отримана модель не буде точно відображати характеристики реального сенсора. Тому для підвищення точності моделювання необхідно використовувати модель, основою якої є передавальна функція, що зв'язує вихідний електричний сигнал (напругу) з вхідним сигналом



(прискоренням).

Таким чином, для отримання зазначеної моделі акселерометра необхідно отримати математичне співвідношення для передавальної функції та провести оцінку її параметрів.

3.1.1. Механічна модель МЕМС-акселерометра

При роботі в широкому динамічному діапазоні прискорень для акселерометрів маятникового типу спостерігається нелінійний характер переміщень. Так, при детектуванні прискорень, більших максимального, або при перевищенні напруги живлення сенсора може виникнути незворотне зближення заряджених обкладок мікроконденсатора, що приводить до ефекту їх “злипання” [38]. Критичні значення даних параметрів наводяться в паспортних даних акселерометра [48].

При розв’язанні задач навігації можна знехтувати наявністю нелінійностей, тому що акселерометр працює в номінальному режимі, визначеному технічним завданням замовника. Тому в процесі випробувань засобів мобільної робототехніки не має виникати перевищення динамічного діапазону прискорень.

Тому в [13] для отримання математичного співвідношення передавальної функції акселерометра використано спрощену лінеаризовану механічну схему маяткової структури МЕМС-акселерометра типу MMA7331LT (рис. 3.2).

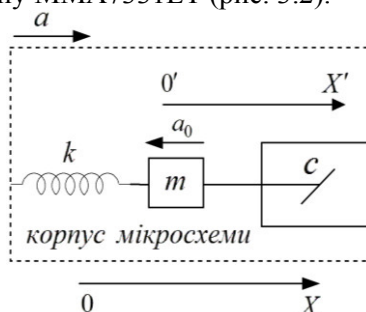


Рис. 3.2. Спрощена механічна модель МЕМС-акселерометра MMA7331LT

На рис. 3.2 показані такі елементи сенсора [13]:

- ефективна інерційна маса m , яка є мірою розміру рухомої частини і залежить від типу кріплення на кристалі;



- пружний елемент з коефіцієнтом жорсткості k , величина якого залежить від вибраного матеріалу і конструкції резонатора, а в резонансному режимі роботи й від конкретної моди коливань;

- демпфуючий елемент, який працює в повітряному середовищі, що має опір руху інерційної маси, при цьому коефіцієнт опору c враховує внутрішні та зовнішні втрати енергії в системі.

МЕМС-акселерометр MMA7331LT (*Frescale Semiconductor*) може працювати в одному з двох режимів вимірювання $\pm 4g$ та $\pm 12g$ [38] і має три ортогональні осі чутливості, що дозволяє отримати просторовий вектор стану (триканальність дає повну інформацію про лінійне прискорення в інерціальному просторі).

В механічній схемі прискорення об'єкту a спрямовано вздовж осі $0X$ інерціальної системи відліку (ICB), зв'язаної з Землею. Прискорення a_0 зв'язано з системою координат $0'X'$, прив'язаної до корпусу сенсора, а вісь чутливості акселерометра направлена вздовж осі $0X$ інерціальної системи відліку.

Підсумкове прискорення інерційної маси в ICB визначається як $\vec{A} = \vec{a} + \vec{a}_0$ [24], а рух інерційної маси з прискоренням виникає за рахунок сили $\vec{F} = m \cdot \vec{A}$.

Для схеми рис. 3.2 при русі з прискоренням a на інерційну масу діють сили пружності $F_{II} = k \cdot x'$ та опору $F_O = c \cdot \frac{dx'}{dt}$, а рівняння руху інерційної маси

$$m \cdot (a - a_0) = k \cdot x' + c \cdot \frac{dx'}{dt}. \quad (3.1)$$

В зв'язаній з сенсором системи відліку $0'X'$ модуль прискорення є другою похідною від переміщення $a_0 = \frac{d^2 x'}{dt^2}$, тому (3.1) можна переписати таким чином:

$$m \cdot \frac{d^2 x'}{dt^2} + k \cdot x' + c \cdot \frac{dx'}{dt} = m \cdot a. \quad (3.2)$$

Формула (3.2) є диференціальним рівнянням відносно координати x' , при використанні до якого прямого перетворення Лапласа при нульових початкових умовах, де $X'(p)$ та $a(p)$ – зобра-



ження за Лапласом переміщення інерційної маси і прискорення, отримують диференціальне рівняння в операторній формі:

$$m \cdot p^2 \cdot X'(p) + k \cdot X'(p) + c \cdot p \cdot X'(p) = m \cdot a(p), \quad (3.3)$$

Для такої механічної системи передавальна функція за каналом “прискорення – зміщення інерційної маси” визначається як

$$W_C(p) = \frac{X'(p)}{a(p)} = \frac{m}{m \cdot p^2 + c \cdot p + k}. \quad (3.4)$$

3.1.2. Електрична модель МЕМС-акселерометра

При переході від механічних змінних k , m та c до електричних маємо [8]:

$$\omega_0 = \sqrt{k/m}, \quad \xi = c / (2\sqrt{k \cdot m}), \quad (3.5)$$

де ω_0 – частота власних коливань акселерометра; ξ – коефіцієнт затування.

З врахуванням введених змінних передавальна функція (3.4) запишеться як

$$W_C(p) = \frac{1}{p^2 + 2 \cdot \xi \cdot \omega_0 \cdot p + \omega_0^2}. \quad (3.6)$$

Тому що вихідна напруга сенсора пропорційна зміщенню інерційної маси, то з (3.6), ввівши нові коефіцієнти

$$K = \frac{G}{\omega_0^2}, \quad \alpha = \frac{1}{\omega_0^2}, \quad \beta = \frac{2 \cdot \xi}{\omega_0}, \quad \text{запишемо передавальну функцію}$$

акселерометра за каналом “прискорення – вихідна напруга”:

$$W_C(p) = \frac{U(p)}{a(p)} = \frac{K}{\alpha \cdot p^2 + \beta \cdot p + 1}, \quad (3.7)$$

де K – статичний коефіцієнт передачі акселерометра за каналом “прискорення – вихідна напруга” (коефіцієнт чутливості); G – масштабний коефіцієнт акселерометра; α і β – коефіцієнти, що визначають інерційність акселерометра.

Формула (3.7) є електричною математичною моделлю акселерометра. Для подальшого аналізу визначимо параметри його передавальної функції K , α та β .

В паспортних даних [48] наведено значення коефіцієнта чутливості K при кімнатній температурі, а в роботі [13] масштаб-



ний коефіцієнт визначений за експериментальними даними як кут нахилу залежностей вихідної напруги акселерометра ММА7331LT від вимірюваного прискорення (рис. 3.3). При вимірюваннях вісь чутливості акселерометра встановлена ортогонально вектору прискорення сили тяжіння g . За результатами досліджень визначено такі значення статичного коефіцієнта передачі акселерометра за каналом "прискорення – вихідна напруга":

$$\text{- для діапазону } \pm 12g: K = 81.7 \frac{mB}{g} = \frac{0.0817 B}{9.81 m/c^2} \cong 8.34 \frac{mB \cdot c^2}{m};$$

$$\text{- для діапазону } \pm 4g: K = 290.5 \frac{mB}{g} = \frac{0.2905 B}{9.81 m/c^2} \cong 29.64 \frac{mB \cdot c^2}{m}.$$

Для оцінки коефіцієнтів α та β використовувалася логарифмічна АЧХ (ЛАЧХ), отримана за співвідношенням для передавальної функції (3.7):

$$L_c(\omega) = 20 \lg(W_c(i\omega)) = 20 \lg K - 10 \lg \left\{ (1 - \alpha \omega^2)^2 + \beta^2 \omega^2 \right\}. \quad (3.8)$$

Для визначення значень коефіцієнтів α і β використовувалася апроксимація методом найменших квадратів експериментально знятої ЛАЧХ функцією (3.8).

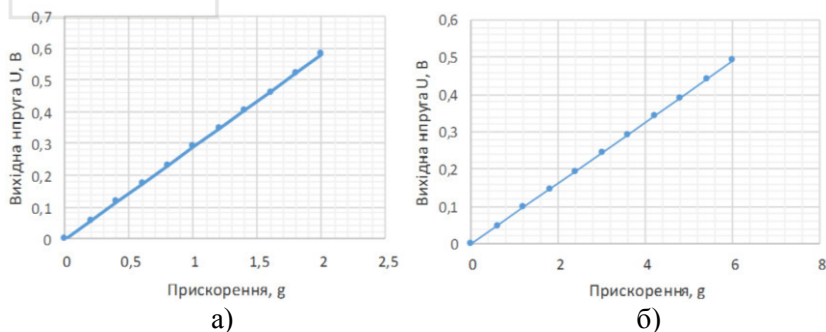


Рис. 3.3. Залежність вихідної напруги акселерометра ММА7331LT від прискорення в діапазонах $\pm 4g$ (а) та $\pm 12g$ (б)

При зазначених умовах отримано коефіцієнти передавальної функції при роботі акселерометра в діапазоні $\pm 12g$ $\alpha = 2.6342 \cdot 10^{-8} c^2$ та $\beta = 9.8127 \cdot 10^{-5} c$ й обчислено інші коефіцієнти передавальної функції акселерометра в формі (3.6):



$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{\alpha}} = \frac{1}{\sqrt{2.6342 \cdot 10^{-8}}} = 6161.35 \text{ рад/с};$$

$$\xi = \frac{\beta \cdot \omega_0}{2} = \frac{9.8127 \cdot 10^{-5} \cdot 6161.35}{2} = 0.3023$$

$$G = K \cdot \omega_0^2 = 0.00834 \cdot 6161.35^2 = 316605 \frac{B}{m}.$$

За отриманими результатами можна оцінити параметри механічної моделі MEMC-акселерометра MMA7331LT для ефективної інерційної маси $m = 10^{-6} \text{ кг}$:

$$k = m \cdot \omega_0^2 = 10^{-6} \cdot 6161.35^2 = 37.96 \frac{H}{m};$$

$$c = 2 \cdot \xi \cdot \sqrt{k \cdot m} = 2 \cdot 0.3023 \cdot \sqrt{37.96 \cdot 10^{-6}} = 3.725 \frac{mH \cdot c}{m} = 3.725 \frac{cp}{c}.$$

Передавальна функція акселерометра в діапазоні $\pm 12g$ буде мати вигляд

$$W_c(p) = \frac{0.00834}{2.6342 \cdot 10^{-8} \cdot p^2 + 9.8127 \cdot 10^{-5} \cdot p + 1}. \quad (3.9)$$

На рис. 3.4 наведені експериментальна (червоний колір) та змодельована за (3.9) (синій колір) нормовані АЧХ MEMC-акселерометра MMA7331LT для діапазону $\pm 12g$. Таким чином, при використанні паспортних характеристик MEMC-акселерометра MMA7331LT для діапазону $\pm 12g$ максимальна похибка відхилення від експериментальних даних не буде перевищувати 14%, а при використанні передавальної функції (3.9) – 3.5%.

3.1.3. Схемотехнічна модель MEMC-акселерометра

Для задач схемотехнічного моделювання MEMC-акселерометр можна представити еквівалентною електричною схемою у вигляді послідовного резонансного контуру, в якому вихідна напруга знімається з конденсатора (рис. 3.5) [13]. Таке представлення зручно використовувати в середовищах *Electronics Workbench* або *NI Multisim* для моделювання частотних та часових характеристик [11].

Операторна передавальна функція для еквівалентної елект-



ричної схеми рис. 3.5 буде мати такий вигляд [13]:

$$W_c(p) = \frac{U(p)}{a(p)} = \frac{1/pC_{екв}}{R_{екв} + pL_{екв} + 1/pC_{екв}} = \frac{1}{p^2L_{екв}C_{екв} + pR_{екв}C_{екв} + 1}, \quad (3.10)$$

звідки відповідно до співвідношення (3.7) $\alpha = L_{екв}C_{екв}$,
 $\beta = R_{екв}C_{екв}$.

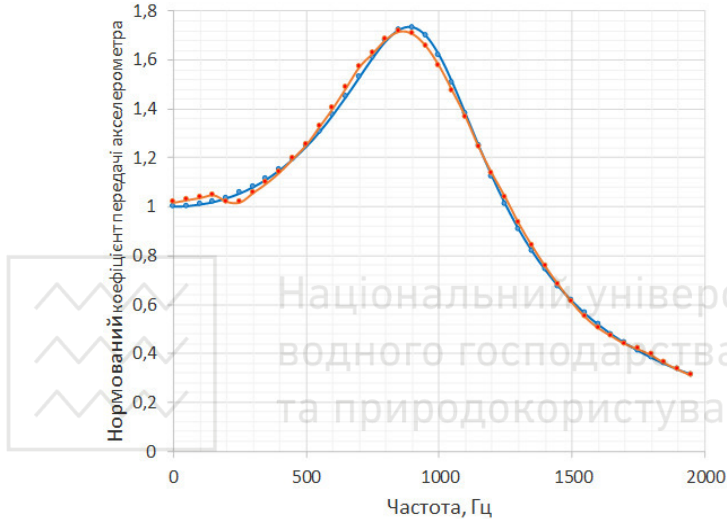


Рис. 3.4. Нормована АЧХ МЕМС-акселерометра MMA7331LT для діапазону $\pm 12g$

Для МЕМС-акселерометра MMA7331LT в діапазоні вимірювання $\pm 12g$ еквівалентні електричні параметри схеми рис. 3.5 будуть мати такі значення [13]:

- активний опір (вибране значення) $R_{екв} = 5 \text{ Ом}$;

- ємність $C_{екв} = \frac{\beta}{R_{екв}} = \frac{9.8127 \cdot 10^{-5}}{5} = 19.625 \text{ мкФ}$;

- індуктивність $L_{екв} = \frac{\alpha}{C_{екв}} = \frac{2.6342 \cdot 10^{-8}}{19.625 \cdot 10^{-5}} = 1.34 \text{ мГн}$;

- характеристичний опір $\rho_{екв} = \sqrt{\frac{L_{екв}}{C_{екв}}} = 8.269 \text{ Ом}$;



- добротність $Q_{екв} = \frac{\rho_{екв}}{R_{екв}} = \frac{8.269}{5} = 1.654$;

- коефіцієнт згасання $\xi_{екв} = \frac{1}{2Q_{екв}} = \xi = \frac{1}{2 \cdot 1.654} = 0.3023$.

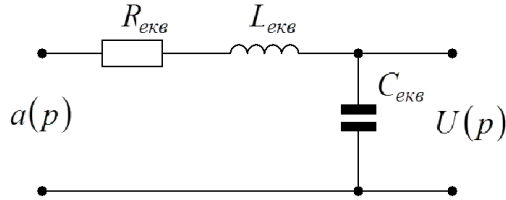


Рис. 3.5. Еквівалентна електрична схема МЕМС-акселерометра

В роботах [20, 21] автором запропоновано способи експериментального визначення параметрів еквівалентної схеми МЕМС-акселерометра, заданої у вигляді послідовного [20] або паралельного [21] резонансних контурів.

За визначеними електричними параметрами моделі МЕМС-акселерометра ММА7331LT в діапазоні вимірювання $\pm 12g$ в середовищі *Electronics Workbench* проведено моделювання нормованих частотних характеристик (АЧХ, ФЧХ та ЛАЧХ) (рис. 3.6), які описуються такими співвідношеннями:

$$A_{C,0}(\omega) = \frac{1}{\sqrt{(1 - (\omega/\omega_0)^2)^2 + 4\xi^2(\omega/\omega_0)^2}} = \frac{1}{\sqrt{(1 - \nu^2)^2 + 4\xi^2\nu^2}};$$

$$\varphi(\omega) = -\arctg \frac{2\xi\nu}{1 - \nu^2}; \quad L_{C,0}(\omega) = -10 \lg \left\{ (1 - \nu^2)^2 + 4\xi^2\nu^2 \right\},$$

де $\nu = \omega/\omega_0$ – відносна частота.

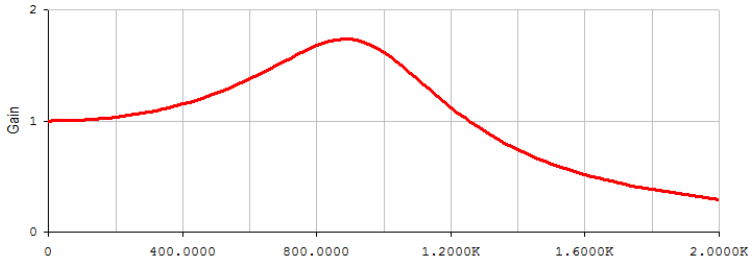
Часові характеристики еквівалентної електричної схеми МЕМС-акселерометра (перехідна $h(t)$ та імпульсна $g(t)$) визначаються таким чином:

$$h(t) = \frac{1}{2\pi i} \int_{c-i\infty}^{c+i\infty} \frac{W_C(p)}{p} e^{pt} dp = K \left\{ 1 - e^{-\xi\omega_0 t} \left(\cos \lambda t + \frac{\omega_0}{\lambda} \sin \lambda t \right) \right\};$$

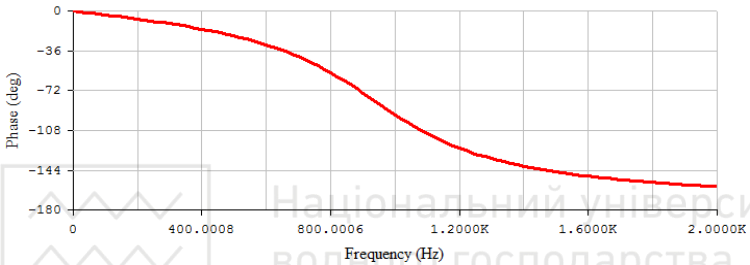
$$g(t) = \frac{d h(t)}{dt} = \frac{K\omega_0^2}{\lambda} e^{-\xi\omega_0 t} \sin \lambda t,$$



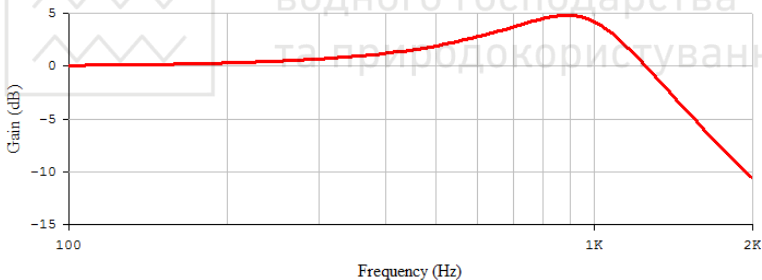
де $\lambda = \omega_0 \sqrt{1 - \xi^2}$ – частота затухаючих коливань.



а)



б)



в)

Рис. 3.6. Результати моделювання нормованих частотних характеристик еквівалентної електричної схеми МЕМС-акселерометра: АЧХ (а); ФЧХ (б); логарифмічна АЧХ (в)

Графіки нормованих часових характеристик еквівалентної електричної схеми МЕМС-акселерометра ММА7331LT в діапазоні вимірювання $\pm 12g$ наведені на рис. 3.7, за якими тривалість перехідного процесу оцінюється величиною

$$t_n \approx \frac{3}{\xi \cdot \omega_0} = \frac{3}{0.3023 \cdot 6161.35} = 1.61 \text{ мс.}$$

Для аналізу стійкості систем управління з акселерометром



даного типу виникає потреба в побудові годографа (амплітудно-фазової характеристики), який є залежністю уявної частини $\text{Im}\{W_C(p)\}$ передавальної функції (3.10) від дійсної $\text{Re}\{W_C(p)\}$ при зміні частоти ω від 0 до ∞ , наведеного на рис. 3.8 [13]:

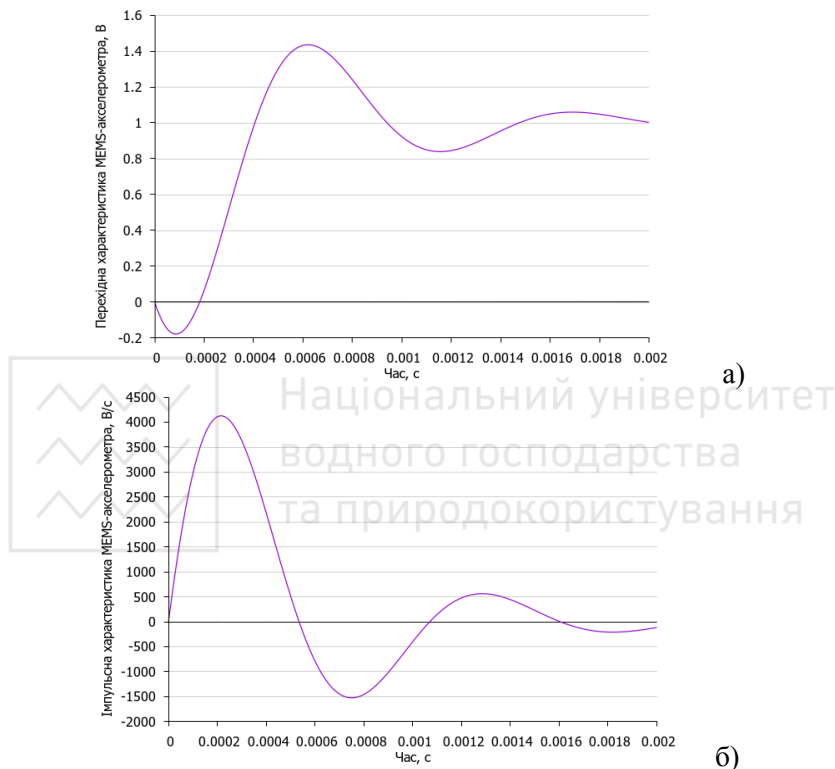


Рис. 3.7. Графіки нормованих часових характеристик еквівалентної електричної схеми МЕМС-акселерометра ММА731LT в діапазоні вимірювання $\pm 12g$: перехідна характеристика (а); імпульсна характеристика (б)

$$\text{Re}\{W_C(p)\} = \frac{1 - \nu^2}{1 - 2\nu^2(1 - 2\xi^2) + \nu^4}; \quad \text{Im}\{W_C(p)\} = -\frac{2\xi\nu}{1 - 2\nu^2(1 - 2\xi^2) + \nu^4}.$$

Розглянутим моделям МЕМС-акселерометра відповідає стійка в розімкненому стані система, тому що перехідна характеристика моделі (рис. 3.7, а) з часом прямує до усталеного значення



1, імпульсна характеристика моделі (рис. 3.7, б) з часом прямує до 0, а в частотному діапазоні позитивних значень ЛАЧХ (рис. 3.6, в) ФЧХ (рис. 3.6, б) приймає значення, більші за -180° . Тому при замиканні система з такою моделлю збереже стійкість за критерієм Найквіста, тому що її годограф (рис. 3.8) не охоплює точку з координатами $(-1; i0)$ [25].

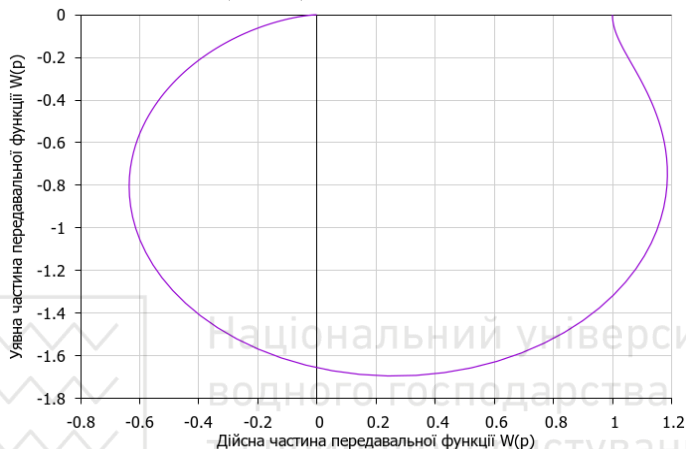


Рис. 3.8. Годограф еквівалентної електричної схеми MEMС-акселерометра MMA7331LT в діапазоні $\pm 12g$

3.2. Аналіз похибок MEMС – акселерометрів методом варіацій Алана

При аналізі точнісних характеристик БІНС, викликаних похибками акселерометрів, найбільша увага приділяється нестабільності (зміщенню) нуля і невиключеним систематичним похибкам. В даному підрозділі основну увагу приділено нестабільності нулів акселерометрів, яку представляють сумою систематичної δa_S (*Systematic*) і випадкової δa_R (*Random*) складових [18]:

$$\delta a = \delta a_S + \delta a_R. \quad (3.11)$$

Значення систематичної похибки залишається сталим або закономірно змінюється при повторних вимірюваннях та перетворенні прискорення, а випадкові похибки змінюються випадковим чином. Причиною виникнення зміщення вихідного сигнала



лу в акселерометрах є дія паразитних моментів на рухомі частини сенсора та розбаланс електронних вузлів систем знімання та обробки інформації.

3.2.1. Методи аналізу випадкових похибок акселерометрів

Для дослідження випадкових похибок акселерометрів використовуються частотні методи аналізу за спектральною густиною потужності (*Power Spectral Density (PSD)*) [1] і часові методи аналізу за варіаціями Алана (*Allan Variance (AVAR)*) [41, 42, 44].

Спектральна густина потужності $S(\omega)$ визначається двостороннім перетворенням Фур'є від кореляційної функції $K(\tau)$ і характеризує частотний розподіл потужності сигналу [6]:

$$S(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} K(\tau) e^{-i\omega\tau} d\tau. \quad (3.12)$$

Варіація Алана є методом аналізу часових послідовностей для визначення характеристик шумів як функції усередненого часу і знаходиться за результатами запису N відліків тривалістю T_0 (загальною довжиною запису NT_0) вихідного сигналу акселерометра $\tilde{a}(t)$, розташованого на нерухомій платформі. Метод варіацій (дисперсій) Алана подібний до класичної вибіркової дисперсії, однак відмінність полягає в обчисленні не дисперсій відхилень центрованого випадкового процесу, а різниці сусідніх відхилень. Така статистична оцінка дозволяє оцінити шумові компоненти вихідного сигналу у вигляді “білого” шуму чи корельованого марковського процесу. Метод варіацій Алана активно застосовується для оцінки параметрів інерціальних чутливих елементів (рекомендації щодо застосування такого методу аналізу наводяться в стандартах IEEE [18, 22]).

Згідно даного методу за тестовими вимірюваннями отримують масив з N вимірювань прискорення $\tilde{a}(t)$, розбивають його на $K=N/M$ груп, де M – розмір групи послідовних вимірювань, і для кожної групи визначають середнє значення

$$\bar{a}_k = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M a_{(k-1)M+i}, \quad k=1, \dots, K.$$

Дисперсія Алана обчислюється як дисперсія різниці серед-



ніх значень \bar{a}_k двох сусідніх груп, які мають часовий зсув на час кореляції $\tau = M/f_D = MT_0$, де f_D – частота дискретизації вихідних сигналів акселерометрів:

$$\sigma_A^2(\tau) = \frac{1}{2(K-1)} \sum_{k=1}^{K-1} [\bar{a}_{k+1} - \bar{a}_k]^2.$$

Однак на практиці частіше визначається не варіація Алана $\sigma_A^2(\tau)$, а відхилення Алана (*Allan Deviation (AD)*) $\sigma_A(\tau)$ з побудовою залежності відхилення Алана від усередненого часу та аналізом нахилу різних ділянок кривої відхилення Алана, за яким оцінюють наявність різних складових похибки акселерометрів (рис. 3.9). Фактично параметр τ є періодом усереднення даних в групі розміром M . Дисперсія Алана зв'язана з спектральною густиною потужності $S_\omega(f)$, що є класичною характеристикою випадкового процесу в частотній області [24]:

$$\sigma_A^2(\tau) = 4 \int_0^\infty S_\omega(f) \cdot \frac{\sin^4(\pi f \tau)}{(\pi f \tau)^2} df.$$

Аналіз варіацій (дисперсій) Алана дозволяє розділити між собою різні джерела шуму завдяки різному часу кореляції та визначити значення кожного з них. Для кількісної оцінки окремих шумових складових зазвичай використовується побудований в подвійному логарифмічному масштабі графік залежності $\sigma_A = f(\tau)$ (рис. 3.9). Ділянки, що відповідають прямим з різним нахилом, дозволяють робити висновки щодо існування того чи іншого шумового параметра.

Варіації Алана дозволяють відокремити такі шумові компоненти [43]:

- квазідетерміноване зміщення нульового сигналу або тренд (нахил +1);
- випадкове блукання прискорення акселерометра (нахил +0.5);
- нестабільність зміщення нуля або флікер-шум (нахил 0);
- випадкове блукання (дрейф) швидкості акселерометра (нахил -0.5);
- шум квантування вихідного сигналу (нахил -1).

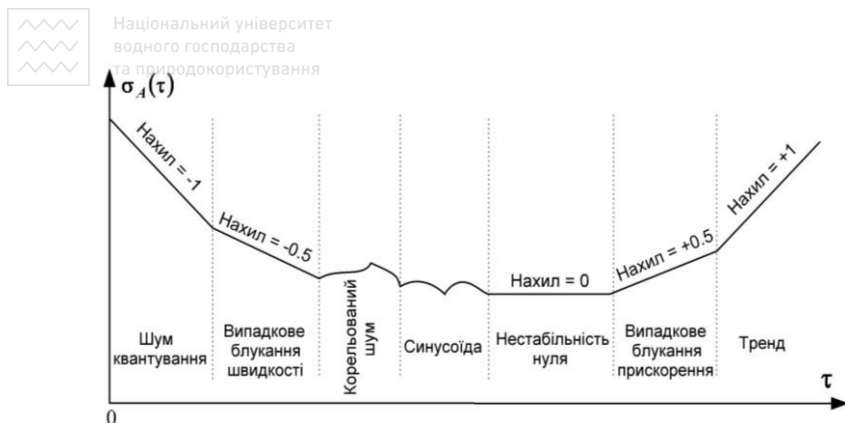


Рис. 3.9. Загальний вигляд кривої відхилення Алана

Систематична похибка δa_s з (3.11) є сумою основної (*Basic*) δa_{SB} та додаткової (*Additional*) δa_{SA} систематичних похибок:

$$\delta a_s = \delta a_{SB} + \delta a_{SA}. \quad (3.13)$$

Як правило, основна систематична похибка даного акселерометра буде відрізнятися від основної систематичної похибки іншого екземпляра акселерометра такого самого типу, тому для групи однотипних акселерометрів основна систематична похибка розглядається як випадкова похибка, що є постійною в даному робочому циклі (запуску). Вона виникає після включення акселерометра і описується випадковою величиною з нульовим середнім, дисперсією σ_s^2 та диференціальним рівнянням $\dot{\delta a}_{SB} = 0$. Постійне зміщення нуля оцінюється в процесі калібрування і виключається з показань акселерометра при його функціонуванні.

Якщо у вихідному сигналі акселерометра присутня синусоїдальна похибка типу $A_m \sin(2\pi f_0 t)$, то її виявляють за відхиленням Алана і розраховують її параметри за координатами максимуму кривої $\sigma_{A, \max}$ та τ_{extr} таким чином [22]:

$$A_m = 1.379 \cdot \sigma_{A, \max}; \quad f_0 = \frac{0.371}{\tau_{extr}}.$$

Додаткові похибки акселерометрів пов'язані з його чутливістю до зміни зовнішніх факторів (*Environment*), основними з яких є чутливості до кутових швидкостей, до зміни температури та до вібрацій (див. п. 1.3.1).



3.2.2. Узагальнене рівняння похибок акселерометрів

Номинальні вихідні сигнали трьох акселерометрів A_X, A_Y, A_Z можна представити у вигляді

$$u^A = K^A \cdot E \cdot n, \quad (3.14)$$

де $u^A = \begin{bmatrix} u_X^A & u_Y^A & u_Z^A \end{bmatrix}^T$ – вектор номінальних показань акселеро-

метрів; $K^A = \begin{bmatrix} k_X^A & 0 & 0 \\ 0 & k_Y^A & 0 \\ 0 & 0 & k_Z^A \end{bmatrix}$ – матриця номінальних коефіцієнтів

перетворення акселерометрів; k_X^A, k_Y^A та k_Z^A – коефіцієнти перетворення акселерометрів A_X, A_Y та A_Z ; $n = \begin{bmatrix} n_X & n_Y & n_Z \end{bmatrix}^T$ – матриця проєкцій вектора уявного прискорення вершини зв'язаного тригранника на свої ребра; E – одинична матриця.

Для реальних умов вихідні сигнали акселерометрів можна записати як

$$\tilde{u}^A = \tilde{K}^A (M^A n + a^e + \delta a), \quad (3.15)$$

де $\tilde{K}^A = K^A + \Delta K^A = K^A (1 + \varepsilon_{K^A})$; ΔK^A та ε_{K^A} – абсолютна і відносна похибки матриці коефіцієнтів перетворення акселерометрів;

$\delta a = \begin{bmatrix} \delta a_X^u & \delta a_Y^u & \delta a_Z^u \end{bmatrix}^T$ – вектор зміщення нуля акселерометрів,

що має розмірність вихідного сигналу акселерометра (при аналоговому виході – [В], при цифровому виході – [Біт], при частотному виході – [Гц]); a^e – вектор переносного прискорення, поява якого викликана зміною кутової швидкості зв'язаної системи координат $\dot{\omega}$ та відцентровим прискоренням (в англомовній літературі *size effect* – вплив розмірів); M^A – матриця напрямних косинусів, яка характеризує відхилення на кути α, β та χ вимірювальних осей акселерометрів $OX^iY^jZ^i$ від зв'язаної з МР системи координат $OXYZ$ (рис. 3.10) [18]:

$$M^A = \begin{bmatrix} \cos \alpha \cos \beta & \sin \beta & -\cos \beta \sin \alpha \\ -\cos \alpha \cos \chi \sin \beta + \sin \alpha \sin \chi & \cos \beta \cos \chi & \cos \chi \sin \alpha \sin \beta + \sin \chi \cos \alpha \\ \sin \beta \cos \alpha \sin \chi + \cos \chi \sin \alpha & -\sin \chi \cos \beta & -\sin \alpha \sin \beta \sin \chi + \cos \alpha \cos \chi \end{bmatrix}.$$

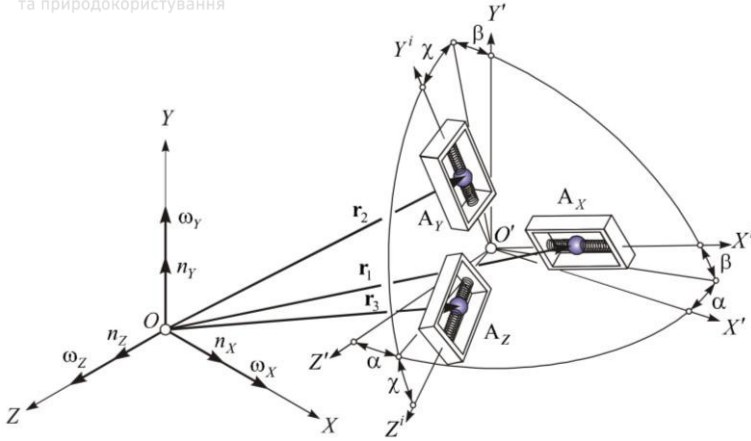


Рис. 3.10. Розташування акселерометрів відносно ребер зв'язаного тригранника

Якщо покласти, що кути відхилення α , β та χ мають малі значення, матрицю M^A можна записати у такому вигляді:

$$M^A \approx \begin{bmatrix} 1 & \beta & -\alpha \\ -\beta & 1 & \chi \\ \alpha & -\chi & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & -\beta & \alpha \\ \beta & 0 & -\chi \\ -\alpha & \chi & 0 \end{bmatrix} = E - [M^A \times], \quad (3.16)$$

де $[M^A \times]$ – косиметрична матриця, що відповідає матриці M^A .

В матричній формі запису переносне прискорення записується так [18]:

$$a^e = E_1 M^A \{ [\dot{\omega} \times] r_1 + [\omega \times] ([\omega \times] r_1) \} + E_2 M^A \{ [\dot{\omega} \times] r_2 + [\omega \times] ([\omega \times] r_2) \} + E_3 M^A \{ [\dot{\omega} \times] r_3 + [\omega \times] ([\omega \times] r_3) \}, \quad (3.17)$$

$$\text{де } E_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad E_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad E_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \text{при цьому}$$

$E_1 + E_2 + E_3 = E$; r_1 , r_2 та r_3 – вектори, що з'єднують початок системи координат зв'язаного тригранника з центрами мас від-



повідних акселерометрів (рис. 3.10).

В інерціальних вимірювальних модулях (*Inertial Measurement Unit (IMU)*) [27] похибка типу “вплив розмірів” завжди буде наявною, тому що значення r_1 , r_2 та r_3 не дорівнюють нулю.

При $r_1 = r_2 = r_3 = r$ вираз (3.17) набуде вигляду

$$a^e = M^A \{ [\dot{\omega} \times] r + [\omega \times] ([\omega \times] r) \}, \quad (3.18)$$

де $[\dot{\omega} \times] r + [\omega \times] ([\omega \times] r)$ – матрична форма запису загальновідомої формули для переносного прискорення, яке у векторній формі записується $\dot{\omega} \times r + \omega \times (\omega \times r)$ [18].

Для запису рівняння (3.12) в розмірності прискорення $\dim a = [m/c^2]$ домножимо обидві його частини на матрицю $(K^A)^{-1}$ і представимо матрицю коефіцієнтів перетворення \tilde{K}^A як суму номінальної матриці K^A і матриці похибок ΔK^A :

$$(K^A)^{-1} \tilde{u}^A = (K^A)^{-1} (K^A + \Delta K^A) (M^A n + a^e + \delta a).$$

Позначивши $\tilde{a} = (K^A)^{-1} \tilde{u}^A$, отримаємо

$$\tilde{a} = (E + 0.01 \delta K^A) (M^A n + a^e + \delta a), \quad (3.19)$$

де $\delta K^A = (K^A)^{-1} \Delta K^A \cdot 100\% = \text{diag} \left\| \delta k_x^A \quad \delta k_y^A \quad \delta k_z^A \right\|$ – діагональна матриця відносних похибок коефіцієнтів перетворення акселерометрів, [%].

В розгорнутій формі матриця відносних похибок коефіцієнтів перетворення акселерометрів набуде такого вигляду [43]:

$$\delta K^A = \begin{Bmatrix} \frac{1}{k_x^A} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{k_y^A} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{k_z^A} \end{Bmatrix} \cdot \begin{Bmatrix} \Delta k_x^A & 0 & 0 \\ 0 & \Delta k_y^A & 0 \\ 0 & 0 & \Delta k_z^A \end{Bmatrix} \cdot 100\% = \begin{Bmatrix} \frac{\Delta k_x^A}{k_x^A} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{\Delta k_y^A}{k_y^A} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{\Delta k_z^A}{k_z^A} \end{Bmatrix} \cdot 100\%. \quad (3.20)$$

Враховуючи можливість представлення матриці M^A як різниці одиничної та косиметричної матриць (3.13), співвідношення (3.16) перепишемо так:



$$\tilde{a} = (E + 0.01\delta K^A) \{ (E - [M^A \times])n + a^e + \delta a \}. \quad (3.21)$$

Приймемо похибки коефіцієнтів перетворення δk_x^A , δk_y^A , δk_z^A та кути відхилення α , β та χ величинами першого порядку малості, тоді добутки цих параметрів є величинами другого порядку малості. Тому, знехтувавши добутками $0.01\delta K^A \delta a$ та $0.01\delta K^A [M^A \times]$ і, враховуючи (3.16), запишемо (3.21) так:

$$\tilde{a} = (E + 0.01\delta K^A)n - [M^A \times]n + (E + 0.01\delta K^A)a^e + \delta a. \quad (3.22)$$

Блок-схема формування похибок у вихідному сигналі акселерометрів наведена на рис. 3.11 [43]. В скалярній формі запису (3.22) набуде такого вигляду:

$$\begin{aligned} \tilde{a}_x &= (1 + 0.01\delta k_x^A)n_x + k_x^A(\alpha n_z - \beta n_y) + (1 + 0.01\delta k_x^A)a_x^e + \delta a_x; \\ \tilde{a}_y &= (1 + 0.01\delta k_y^A)n_y + k_y^A(\beta n_x - \chi n_z) + (1 + 0.01\delta k_y^A)a_y^e + \delta a_y; \\ \tilde{a}_z &= (1 + 0.01\delta k_z^A)n_z + k_z^A(\chi n_y - \alpha n_x) + (1 + 0.01\delta k_z^A)a_z^e + \delta a_z. \end{aligned}$$

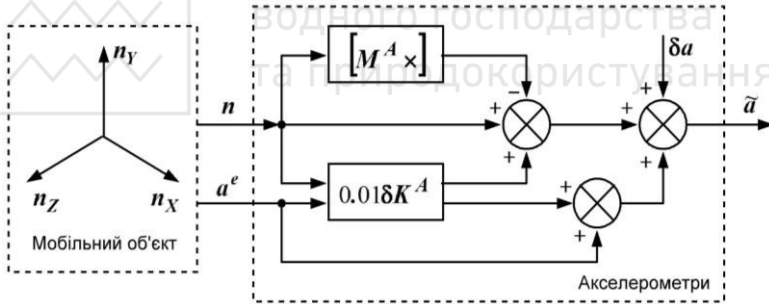


Рис. 3.11. Блок-схема формування похибок у вихідному сигналі акселерометрів

Якщо з рівняння (3.22) відняти вектор дійсного уявного прискорення, отримаємо узагальнене рівняння похибок акселерометрів:

$$\Delta a = 0.01\delta K^A n - [M^A \times]n + (E + 0.01\delta K^A)a^e + \delta a. \quad (3.23)$$

Перший доданок в (3.23) характеризує вплив похибок коефіцієнтів перетворення, другий – неточність установки вимірювальних осей акселерометрів, третій – вплив переносних прискорень на похибки акселерометрів (*size effect*), четвертий – зміщен-



ня нулів акселерометрів, які визначаються за формулою (3.11).

3.2.3. Аналіз складових випадкової похибки акселерометрів

Складові випадкової похибки акселерометрів, які є сенсорами інерціального типу, визначаються наявністю шумів та шумовими процесами різного роду:

$$\delta a_R = \delta a_{WN} + \delta a_{BI} + \delta a_{ARW} + \delta a_{MN}, \quad (3.24)$$

де δa_{WN} – складова випадкової похибки, обумовлена наявністю білого шуму (*White Noise*, (WN)); δa_{BI} – нестабільність нуля (*Bias Instability*, (BI)); δa_{ARW} – випадкове блукання прискорення (*Acceleration Random Walk*, ARW); δa_{MN} – складова випадкової похибки, обумовлена наявністю експоненційно-корельованого (марковського) шуму (*Markov Noise*, MN).

На вихідний сигнал найбільш поширених в БІНС МЕМС-акселерометрів діють різні збурення, зокрема, термомеханічний шум, який приводить до флуктуацій прискорення, що можуть бути значно більші, ніж дійсне прискорення сенсора. Для визначення швидкості та координат МР вихідні сигнали акселерометрів інтегруються протягом часу $t = NT_0$. Якщо сигнал акселерометра приймається в дискретні моменти часу з періодом дискретизації T_0 , то шум акселерометра описують дискретним білим шумом $\delta a_{WN}(k)$, $k = 1, 2, \dots$ з нульовим середнім $M[\delta a_{WN}(k)] = M[\delta a_{WN}] = 0$ і кінцевим значенням дисперсії $D[\delta a_{WN}(k)] = D[\delta a_{WN}] = \sigma_{WN}^2$, при цьому дисперсія похибки визначення лінійної швидкості

$$D\left[\int_0^t \delta a_{WN}(\tau) d\tau\right] = D\left[T_0 \sum_{k=1}^N \delta a_{WN}(k)\right] = T_0^2 ND[\delta a_{WN}] = T_0^2 \sigma_{WN}^2, \quad (3.25)$$

звідки співвідношення для середньоквадратичного відхилення (СКВ) накопичення похибки при визначенні швидкості, викликаной наявністю у вихідному сигналі акселерометра білого шуму, зростає пропорційно кореню квадратному з часу:

$$\sigma_V(t) = \sigma_{WN} \sqrt{T_0 t} = v_{VRW} \sqrt{t}, \quad (3.26)$$



де $v_{VRW} = \sigma_{WN} \sqrt{T_0}$ – випадкове блукання швидкості (*Velocity Random Walk*, (VRW)) з розмірністю $\dim v_{VRW} = [m/c^{3/2}]$.

Іншою розмірністю VRW є $\dim v_{VRW} = [mkg/\sqrt{G_u}]$, де $1 mkg/\sqrt{G_u} = 9.81 \cdot 10^{-6} m/c^{3/2}$. Акселерометри авіаційного класу мають рівень шуму $(2 \div 10) mkg/\sqrt{G_u}$, IMU тактичного класу – $(10 \div 50) mkg/\sqrt{G_u}$, а МЕМС-акселерометри споживацького класу – порядку $(50 \div 200) mkg/\sqrt{G_u}$.

СКВ визначення переміщення проводиться подвійним інтегруванням білої послідовності [28]:

$$\int_0^t \int_0^\tau \delta a_{WN}(v) dv d\tau = T_0 \sum_{i=1}^N T_0 \sum_{j=1}^i \delta a_{WN}(j) = T_0^2 \sum_{i=1}^N (N-i+1) \delta a_{WN}(i).$$

Статистичні характеристики випадкової похибки визначення переміщення:

$$\begin{aligned} M \left[\int_0^t \int_0^\tau \delta a_{WN}(v) dv d\tau \right] &= T_0^2 \sum_{i=1}^N (N-i+1)^2 M[\delta a_{WN}(i)] = 0; \\ D \left[\int_0^t \int_0^\tau \delta a_{WN}(v) dv d\tau \right] &= T_0^2 \sum_{i=1}^N (N-i+1)^2 D[\delta a_{WN}(i)] = \\ &= \frac{T_0^4 N(N+1)(2N+1)}{6} D[\delta a_{WN}] = \frac{\sigma_{WN}^2 (2T_0 t^3 + 3T_0^2 t^2 + T_0^3 t)}{6} \approx \frac{T_0 t^3 \sigma_{WN}^2}{3}, \end{aligned} \quad (3.27)$$

тобто при подвійному інтегруванні дискретного білого шуму акселерометра виникає випадкова похибка визначення переміщення з нульовим математичним сподіванням та ненульовою дисперсією, а СКВ похибки визначення переміщення

$$\sigma_s(t) = t^{1.5} \sigma_{WN} \sqrt{\frac{T_0}{3}} = 0.577 v_{VRW} t^{1.5}. \quad (3.28)$$

При прийнятих в (3.27) спрощеннях при знаходженні СКВ похибки визначення переміщення виникають такі абсолютна та відносна похибки [43]:



$$\Delta\sigma_s(t) = 0.707\sigma_{WN}T_0\sqrt{t\left(t + \frac{T_0}{3}\right)} = 0.707v_{VRW}\sqrt{T_0t\left(t + \frac{T_0}{3}\right)}; \quad (3.29)$$

$$\varepsilon_{\sigma_s}(t) = \frac{\Delta\sigma_s(t)}{\sigma_s(t)} = 1.225\sqrt{\frac{T_0}{t}} + 0.707\frac{T_0}{t} = \sqrt{\frac{T_0}{2t}} \cdot \left(\sqrt{3} + \sqrt{\frac{T_0}{t}}\right).$$

Так, акселерометр типу *Gemini CAS211/291* виробництва компанії *Silicon Sensing Systems Ltd.* має власний шум (СКЗ) $100 \text{ мкг}/\sqrt{\text{Гц}} = 9.81 \cdot 10^{-4} \text{ м}/\text{с}^{3/2}$ [5], тобто за час 10 хв. буде накопичена випадкова похибка переміщення (при $T_0 = 0.01 \text{ с}$) $\sigma_s(600) = 0.577 \cdot 9.81 \cdot 10^{-4} \cdot 600^{1.5} = 8.32 \text{ м}$ з абсолютною та відносною похибками за співвідношенням (3.29) 4.2 см та 0.5% (при цьому визначальний вплив має перший доданок у (3.29)).

На рис. 3.12 наведений результат подвійного інтегрування восьми реалізацій дискретного білого шуму з частотою дискретизації 100 Гц при $v_{VRW} = 100 \text{ мкг}/\sqrt{\text{Гц}}$. Пунктирною лінією показана залежність накопиченої випадкової похибки переміщення від поточного часу, розрахована за (3.28) [43].

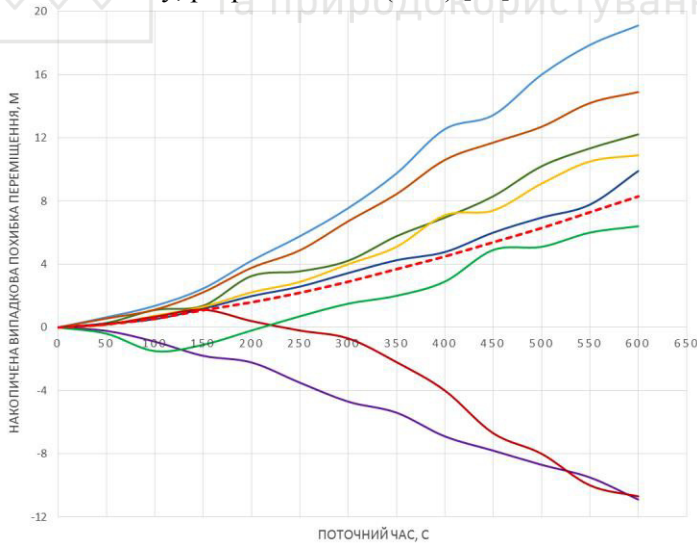


Рис. 3.12. Результат подвійного інтегрування 8-ми реалізацій білої послідовності



Нестабільність нуля (*Bias Instability, BI*) викликана шумами в електронних компонентах зняття та обробки інформації акселерометрів. Вона пов'язана з так званим $1/f$ – шумом або фліккер-шумом (*Flicker noise*), що має спектральну густину типу

$$S(\omega) = \begin{cases} \frac{B^2}{2\pi\omega}, & \omega \leq \omega_0; \\ 0, & \omega > \omega_0, \end{cases} \quad \text{де } \omega_0 \text{ – гранична частота, } B \text{ – коефіцієнт}$$

нестабільності нуля [7]. Фліккер-шум є універсальним типом флуктуацій і проявляється практично у всіх матеріалів і елементів, що використовуються в електроніці [34]. Загальної теорії для описання фліккер-шуму не існує [42], що привело до появи підходу, ґрунтованого на дробовому інтегруванні спектру білого шуму (в даному випадку інтегралу половинного порядку від білого шуму $w(t)$). Тому якщо білий шум пропустити через фільтр з передавальною функцією $K(p) = p^{-1/2}$, то флуктуації на виході фільтра будуть мати $1/f$ – спектр (рис. 3.13, а), тобто такий гіпотетичний фільтр виконує роль інтегратора дробового порядку.

Коефіцієнт нестабільності нуля акселерометра визначається за ділянкою кривої відхилення Алана з нахилом 0 (за мінімальним значенням кривої відхилення Алана): $B = \frac{\sigma(\tau = nT_0)}{0.664}$ [18].

Випадкове блукання прискорення δa_{ARW} описується вінерівським випадковим процесом (випадковим блуканням) виду

$$\frac{d}{dt} \delta a_{ARW} = w(t), \quad \text{де } w(t) \text{ – породжуючий білий шум з нульовим}$$

середнім $M[w(t)] = 0$. Тому що $\delta a_{ARW} = \int_0^t w(\tau) d\tau$, то випадкове

блукання прискорення утворюється як результат пропускання білого шуму через інтегратор з передавальною функцією $K(p) = p^{-1}$ (рис. 3.13, б).

Якщо білий шум $w(t)$ має спектральну густину S_0 , то спектральна густина випадкового блукання прискорення



$S_{ARW} = \left| \frac{1}{i\omega} \right|^2 \cdot S_0 = \frac{S_0}{\omega^2}$. Тому що похідну можна представити як

$$\frac{d}{dt} \delta a_{ARW} \approx \frac{\Delta(\delta a_{ARW})}{\Delta t} \approx \frac{\delta a_{ARW}(k+1) - \delta a_{ARW}(k)}{T_0} = w(k), \text{ то для дискретного часу } \delta a_{ARW}(k+1) = \delta a_{ARW}(k) + T_0 w(k).$$

Блок-схема формування випадкового блукання прискорення для дискретного часу наведена на рис. 3.13, в (символом z^{-1} позначений оператор кола одиничного запізнення).

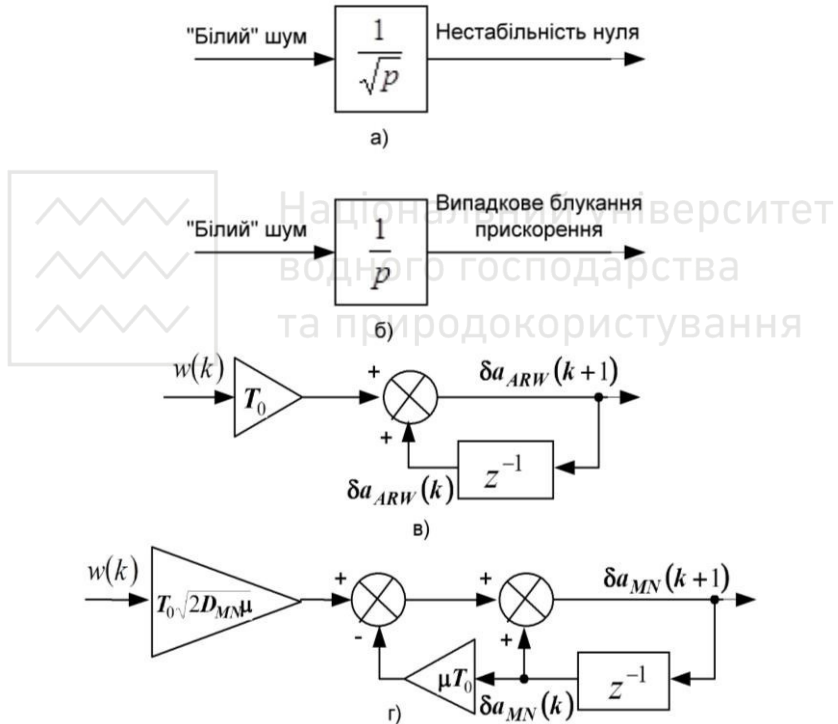


Рис. 3.13. Моделі формування нестабільності нуля (а), випадкового блукання прискорення (б), випадкового блукання з білого шуму (в) та експоненційно-корельованого шуму з білої послідовності (г)

Випадкове блукання прискорення приводить до наявності



прямолинійної ділянки з нахилом +0.5 на кривій відхилення Алана (рис. 3.9). Для визначення спектральної густини білого шуму $w(t)$, що пропускається через інтегратор для формування випадкового блукання, знаходять девіацію Алана при $\tau = 3$ с. СКВ випадкового блукання прискорення накопичується з часом аналогічно (3.26):

$$\sigma_{ARW}(t) = \sigma_{WN}^* \sqrt{T_0 t} = a_{ARW} \sqrt{t}, \quad (3.30)$$

де σ_{WN}^* – СКВ породжуючого білого шуму $w(t)$.

Експоненційно-корельований (марковський) шум δa_{MN} описується кореляційною функцією [18]

$$K_{MN}(\tau) = D_{MN} e^{-\mu|\tau|}, \quad (3.31)$$

де D_{MN} – дисперсія шуму [$\text{м}^2/\text{с}^4$]; μ – коефіцієнт затухання кореляційної функції [с^{-1}]. Замість коефіцієнта μ часто використовують час кореляції $T_{MN} = 1/\mu$ [с]. Спектральна густина експоненційно-корельованого шуму визначається як

$$S_{MN}(\omega) = \frac{D_{MN} \mu}{\pi(\mu^2 + \omega^2)}, \quad (3.32)$$

а такий шум описується диференціальним рівнянням виду

$$\frac{d}{dt} \delta a_{MN}(t) + \mu \cdot \delta a_{MN}(t) = \sqrt{2D_{MN} \mu} w(t). \quad (3.33)$$

При проходженні нормованого білого шуму одиничної інтенсивності через електричне коло з передавальною функцією

$K(p) = \frac{\sqrt{2D_{MN} \mu}}{p + \mu}$ на виході отримують експоненційно-корельований шум

$$S_{BIX}(\omega) = |K(p)|^2 S_{BX}(\omega) = \left| \frac{\sqrt{2D_{MN} \mu}}{i\omega + \mu} \right|^2 \cdot \frac{1}{2\pi} = \frac{D_{MN} \mu}{\pi(\omega^2 + \mu^2)}, \quad (3.34)$$

що збігається з співвідношенням (3.32).

Для дискретного часу співвідношення (3.33) представляється у вигляді

$$\delta a_{MN}(k+1) = \delta a_{MN}(k)[1 - \mu T_0] + T_0 \sqrt{2D_{MN} \mu} w(k). \quad (3.35)$$



Для адекватного переходу від неперервної моделі (3.33) до дискретної (3.35) необхідно задавати білу послідовність $w(t)$ з СКВ $1/\sqrt{T_0}$. На рис. 3.13, г наведено формування експоненційно-корельованого шуму з білої послідовності.

Для визначення часу кореляції T_{MN} (або параметра μ) та дисперсії D_{MN} (або СКВ σ_{MN}) марковського шуму використовується метод варіацій Алана, згідно з яким за кривою відхилення Алана (рис. 3.9) визначаються координати локального максимуму τ_{MN} та $\sigma_{A,MN}$ між асимптотами з нахилами $+0.5$ і -0.5 , а шукані параметри марковського шуму визначаються таким чином [1]:

$$\sigma_{MN} = 1.618 \cdot \sigma_{A,MN}; \quad T_{MN} = 0.529 \cdot \tau_{MN}.$$

Точність визначення параметрів марковського шуму таким методом підвищують при збільшенні довжини запису шуму.

3.2.4. Експериментальні дослідження шумових параметрів МЕМС-акселерометрів

В роботі проведено дослідження МЕМС-акселерометрів типу *Gemini CAS 211/291* для кожної осі акселерометра з частотою дискретизації 100 Гц. За результатами проведених досліджень на рис. 3.14 наведені криві відхилення Алана.

При малих значеннях τ , як і очікувалося, спостерігається нахил -0.5 кривих відхилення Алана, що відповідає наявності білого шуму у вихідних сигналах акселерометрів. При $\tau = 1$ с визначається випадкове блукання швидкості v_{VRW} . В області $\tau = (40 \div 400)$ с криві відхилення Алана мають мінімум на ділянці з нульовим нахилом, що відповідає нестабільності нуля. При подальшому збільшенні часу усереднення τ криві відхилення Алана мають злам та набувають позитивного нахилу $+0.5$, що характеризує наявність випадкового блукання прискорення у вихідних сигналах акселерометрів. Локального максимуму між асимптотами з нахилами $+0.5$ і -0.5 на кривих відхилення Алана не спостерігається, що говорить про відсутність марковського шуму у вихідних сигналах акселерометрів.

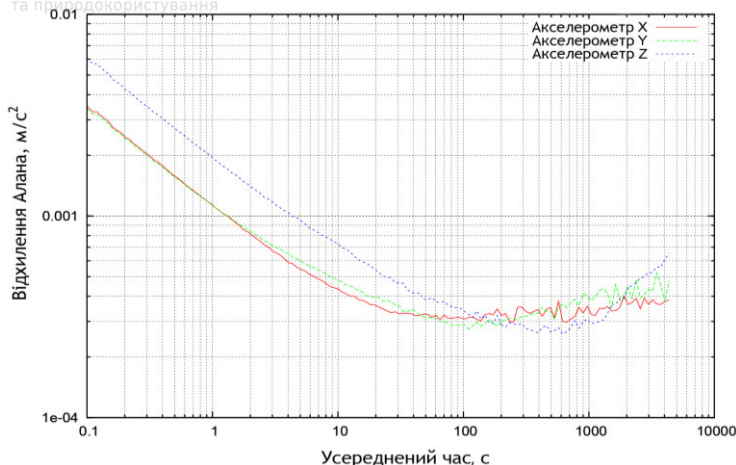


Рис. 3.14. Криві відхилення Алана МЕМС-акселерометрів
Gemini CAS211/291

Таблиця 3.1
Результати вимірювання шумових параметрів акселерометрів

	Нестабільність нуля	Випадкове блукання швидкості	Випадкове блукання прискорення
Вісь X	$4.52 \cdot 10^{-4} \text{ м/с}^2 = 1.63 \text{ м/год}^2$ (за 670 с)	$0.0011 \text{ м/с}^{1.5} = 112 \text{ мкг}/\sqrt{Гц}$	$6.7 \cdot 10^{-4} \text{ м/с}^{1.5} = 68 \text{ мкг}/\sqrt{Гц}$
Вісь Y	$4.22 \cdot 10^{-4} \text{ м/с}^2 = 1.52 \text{ м/год}^2$ (за 110 с)	$0.0011 \text{ м/с}^{1.5} = 112 \text{ мкг}/\sqrt{Гц}$	$7.1 \cdot 10^{-4} \text{ м/с}^{1.5} = 72 \text{ мкг}/\sqrt{Гц}$
Вісь Z	$3.92 \cdot 10^{-4} \text{ м/с}^2 = 1.41 \text{ м/год}^2$ (за 620 с)	$0.0020 \text{ м/с}^{1.5} = 203.9 \text{ мкг}/\sqrt{Гц}$	$0.0011 \text{ м/с}^{1.5} = 112 \text{ мкг}/\sqrt{Гц}$

Аналіз результатів вимірювання шумових параметрів акселерометрів, наведених в табл. 3.1 [43], показує, що вісь Z акселерометра має приблизно удвічі більше випадкове блукання швидкості, ніж осі X і Y, а випадкове блукання прискорення – приблизно на 50% більше. За попередніми висновками це було пов'язано з гравітаційним ефектом (при дослідженнях вісь Z була



спрямована вверх) і з похибками вимірювання масштабних коефіцієнтів акселерометрів. Однак при повторних аналогічних дослідженнях було встановлено, що масштабні коефіцієнти акселерометрів обчислені вірно, а їх осі вирівняні по горизонталі (при цьому отримано такі самі результати, що й на рис. 3.14). Тому зроблено висновки, що для досліджуваних зразків акселерометрів вісь Z є більш шумною, ніж осі X і Y .

3.3. Практична оцінка похибок одноканальної БІНС на МЕМС-сенсорах на короткому часовому інтервалі

В практичних випадках часто виникає необхідність поточної оцінки похибок розроблюваної БІНС на основі технічної документації системи або технічного описання (*Data Sheet*) інерціальних сенсорів (акселерометрів та гіроскопів). Рішення про вибір конкретних сенсорів при цьому доводиться приймати не в лабораторії (без можливості моделювання повної структури БІНС), тому доцільним є використання нескладних методів оцінки похибок БІНС. При подальшому створенні БІНС зазвичай отримують результат, при якому величина відхилення параметрів реально створеної системи від розрахункових має однаковий порядок як при моделюванні повних алгоритмів БІНС, так і при оцінці за наближеними практичними формулами. Якщо БІНС реалізується на основі МЕМС-сенсорів, то невиправданим є тривалий автономний режим роботи системи, тобто непотрібно враховувати як коливання похибок з періодом Шулера, так і їх добові коливання [46]. Відомі роботи по теорії БІНС або дозволяють оцінити похибки визначення параметрів орієнтації та навігації, викликані тільки систематичними похибками акселерометрів та гіроскопів [35, 39, 40], або оперують складними моделями похибок [6], далекими від практичного використання. Детальний опис похибок акселерометрів та гіроскопів наводиться лише для описання структури фільтра Калмана при комплексуванні БІНС з іншими навігаційними системами [2], а не для оцінки вкладу до підсумкової похибки БІНС. При цьому оцінка визначення впливу випадкових похибок на точність БІНС в літературі носить фрагментарний характер. Тому в підрозділі ставиться задача отри-



мання нескладних розрахункових формул для оцінки точності БІНС за даними про похибки інерціальних сенсорів.

3.3.1. Принцип побудови одноканальної БІНС

БІНС є вимірювальною системою, яка визначає поточні координати МР при подвійному інтегруванні складових його просторового вектора прискорення [17, 18]. Розв'язання навігаційної задачі в інерціальних системах відбувається автономними засобами на основі показань інерціальних сенсорів (акселерометрів та гіроскопів), конструктивно об'єднаних в ІВМ (*IMU*). До складу такого модуля зазвичай входять по три акселерометри та гіроскопи з взаємноортогональними вимірювальними осями, які вимірюють проекції векторів абсолютної кутової швидкості та уявного прискорення на осі зв'язаної з МР системи координат [27].

На рис. 3.15 наведено розташування одноканальної БІНС при переміщенні МР, з яким зв'язана система координат $X^g Y^g$, у північному напрямку в площині меридіану сферичної Землі. На МР розташовуються два акселерометри та один гіроскоп. На рис. 3.15 також показана географічна система координат, для якої вісь X^g спрямована на північ, а Y^g – вертикально доверху.

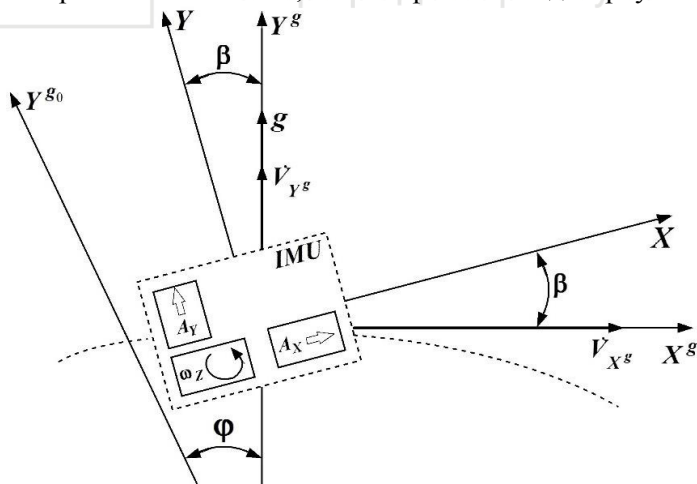


Рис. 3.15. Реалізація одноканальної БІНС

В ідеальному режимі акселерометри вимірюють такі проекції прискорення:



$$\begin{aligned} n_X &= \dot{V}_{X^g} \cos \beta + (g + \dot{V}_{Y^g}) \sin \beta; \\ n_Y &= -\dot{V}_{X^g} \sin \beta + (g + \dot{V}_{Y^g}) \cos \beta, \end{aligned} \quad (3.36)$$

де \dot{V}_{X^g} та \dot{V}_{Y^g} – північна та вертикальна складові прискорення МР в географічній системі координат $X^g Y^g$; β – кут тангажу.

Показання ідеального гіроскопа як сенсора абсолютної кутової швидкості:

$$\omega_Z = -\dot{\phi} + \dot{\beta}, \quad (3.37)$$

де $\dot{\phi}$ та $\dot{\beta}$ – кутові швидкості зміни широти та тангажу.

У північному каналі БІНС показання акселерометрів перераховуються із зв'язаної системи координат на вісь X^g географічної системи координат:

$$n_{X^g} = n_X \cos \beta - n_Y \sin \beta. \quad (3.38)$$

Підставивши (3.36) у (3.38), визначаємо прискорення МР в північному напрямку $n_{X^g} = \dot{V}_{X^g}$, інтегрування якого дає швидкість і широту розташування МР:

$$V_{X^g} = \int_0^t n_{X^g} dt + V_{X^g}(t_0); \quad \phi = \frac{1}{R} \int_0^t V_{X^g} dt + \phi(t_0), \quad (3.39)$$

де R – радіус Землі; $V_{X^g}(t_0)$ та $\phi(t_0)$ – початкові значення швидкості та широти.

Перерахунок даних (3.38) можливий тільки при наявності інформації про кут тангажу β , який визначається з показань гіроскопа ω_Z :

$$\beta = \int_0^t (\omega_Z + \dot{\phi}) dt + \beta(t_0), \quad (3.40)$$

в якому попередньо скомпенсована кутова швидкість переносного руху МР $\dot{\phi}$. Розв'язання задач навігації та орієнтації ґрунтується на тому, що початкова інформація про координату $\phi(t_0)$, швидкість $V_{X^g}(t_0)$ та кут тангажу $\beta(t_0)$ відома.

3.3.2. Модель похибок одноканальної БІНС

В реальних умовах інформація про проєкції вектора уявного



прискорення та кутової швидкості буде спотворюватися за рахунок наявності інструментальних похибок акселерометрів та гіроскопів (рис. 3.16) [17, 18]. Тому вихідні сигнали інерціальних сенсорів можна представити у такому вигляді [14]:

$$\begin{aligned}\tilde{n}_x &= (1 + \Delta k_X^A) \cdot [\dot{V}_{X^g} \cos \beta + (g + \dot{V}_{Y^g}) \sin \beta + \Delta a_X]; \\ \tilde{n}_y &= (1 + \Delta k_Y^A) \cdot [-\dot{V}_{X^g} \sin \beta + (g + \dot{V}_{Y^g}) \cos \beta + \Delta a_Y]; \\ \tilde{\omega}_z &= (1 + \Delta k_Z^G) \cdot [-\dot{\phi} + \dot{\beta} + \Delta \omega_z],\end{aligned}\quad (3.41)$$

де Δa_X , Δa_Y , $\Delta \omega_z$ – абсолютні похибки акселерометрів та гіроскопа; Δk_X^A , Δk_Y^A , Δk_Z^G – абсолютні похибки коефіцієнтів перетворення акселерометрів та гіроскопа; символом “ \sim ” позначено величини, виміряні з похибками.

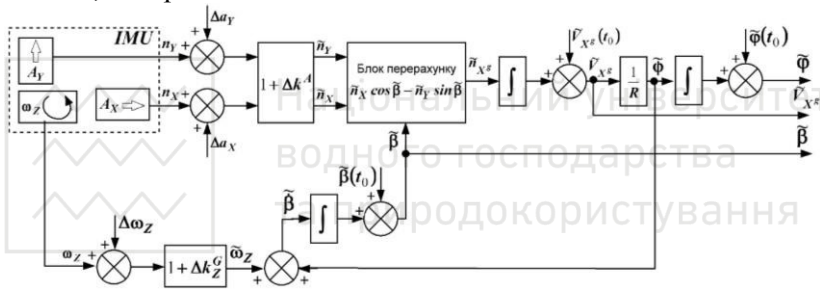


Рис. 3.16. Схема формування навігаційних сигналів
одноканальної БІНС

Тому показання акселерометрів замість точних (3.38) будуть перераховуватися до географічної системи координат за допомогою відмінного від дійсного значення кута тангажу $\tilde{\beta}$:

$$\begin{aligned}\tilde{n}_{X^g} &= (1 + \Delta k_X^A) \cdot [\dot{V}_{X^g} \cos \beta + (g + \dot{V}_{Y^g}) \sin \beta + \Delta a_X] \cos \tilde{\beta} - \\ &- (1 + \Delta k_Y^A) \cdot [-\dot{V}_{X^g} \sin \beta + (g + \dot{V}_{Y^g}) \cos \beta + \Delta a_Y] \sin \tilde{\beta}.\end{aligned}\quad (3.42)$$

Якщо покласти, що абсолютні похибки коефіцієнтів перетворення акселерометрів однакові ($\Delta k_X^A \cong \Delta k_Y^A = \Delta k^A$), вертикальна складова прискорення МР в географічній системі координат набагато менше прискорення сили тяжіння ($\dot{V}_{Y^g} \ll g$), перепишемо співвідношення (3.42) таким чином:



$$\tilde{n}_{X^g} = (1 + \Delta k^A) \cdot [\dot{V}_{X^g} \cos \Delta \beta - g \sin \Delta \beta + \Delta a_X \cos \tilde{\beta} - \Delta a_Y \sin \tilde{\beta}], \quad (3.43)$$

де $\Delta \beta = \tilde{\beta} - \beta$ – похибка вимірювання кута тангажу.

Зазвичай кути $\Delta \beta$ та β є малими величинами, тому, нехтуючи добутками похибок, (3.43) наближено запишемо так:

$$\tilde{n}_{X^g} = \dot{V}_{X^g} + \Delta k^A \dot{V}_{X^g} - g \cdot \Delta \beta + \Delta a_X, \quad (3.44)$$

тобто після перерахунку даних до географічної системи координат отримали прискорення у північному напрямку з абсолютною похибкою

$$\Delta \dot{V}_{X^g} = \Delta k^A \dot{V}_{X^g} - g \cdot \Delta \beta + \Delta a_X. \quad (3.45)$$

Якщо з рівняння (3.45) виключити прискорення сили тяжіння, відносно похибку визначення прискорення у північному напрямку запишемо так [14]:

$$\varepsilon_{\dot{V}_{X^g}} = \frac{\Delta k^A - 0.293 \Delta \beta}{1 + \Delta k^A} + \frac{\Delta a_X}{\dot{V}_{X^g}}.$$

Похибка визначення координати зв'язана з похибкою $\Delta \dot{V}_{X^g}$:

$$\Delta \dot{X} = \Delta V_{X^g}. \quad (3.46)$$

Відповідно до структурної схеми формування навігаційних сигналів в північному каналі БІНС (рис. 3.16) рівняння для похибки визначення кута тангажу

$$\tilde{\beta} = (1 + \Delta k_Z^G) \tilde{\omega}_Z + \tilde{\varphi} = (1 + \Delta k_Z^G) (-\dot{\varphi} + \dot{\beta} + \Delta \omega) + \dot{\varphi} + \Delta \dot{\varphi}. \quad (3.47)$$

Враховуючи, що $\Delta \dot{\varphi} = \Delta V_{X^g} / R$ та зазвичай $\dot{\varphi} \ll \dot{\beta}$, диференціальне рівняння для похибки кута тангажу наближено буде мати такий вигляд:

$$\Delta \dot{\beta} = \Delta V_{X^g} / R + \Delta \omega + \Delta k_Z^G \dot{\beta}. \quad (3.48)$$

В операторній формі рівняння (3.48), (3.45) та (3.46) будуть мати вигляд:

$$\begin{cases} p \cdot \Delta \beta(p) = \Delta V_{X^g}(p) / R + \Delta \omega(p) + \Delta \beta_0 + \Delta k_Z^G \dot{\beta}(p); \\ p \cdot \Delta V_{X^g}(p) = \Delta k^A \dot{V}_{X^g}(p) + \Delta V_{X^g 0} - \Delta a_X(p) - g \cdot \Delta \beta(p); \\ p \cdot \Delta X(p) = \Delta V_{X^g}(p) + \Delta X_0, \end{cases} \quad (3.49)$$



де $\Delta\beta_0$, $\Delta V_{X^s 0}$ та ΔX_0 – похибки вводу початкових значень; p – аргумент перетворення Лапласа.

Операторні зображення похибок кутів тангажу, швидкості та координати, отримані за результатами розв’язання системи рівнянь (3.49) [14]:

$$\begin{aligned}\Delta\beta(p) &= \frac{\Delta V_{X^s 0} - \Delta a_X(p) + \Delta k^A \dot{V}_{X^s}(p)}{R(p^2 + \omega_{III}^2)} + \frac{p \cdot [\Delta\beta_0 + \Delta\omega(p) + \Delta k_Z^G \dot{\beta}(p)]}{p^2 + \omega_{III}^2}, \\ \Delta V_{X^s}(p) &= \frac{p \cdot [\Delta V_{X^s 0} - \Delta a_X(p) + \Delta k^A \dot{V}_{X^s}(p)]}{p^2 + \omega_{III}^2} - \frac{g \cdot [\Delta\beta_0 + \Delta\omega(p) + \Delta k_Z^G \dot{\beta}(p)]}{p^2 + \omega_{III}^2}, \\ \Delta X(p) &= \frac{\Delta X_0}{p} + \frac{\Delta V_{X^s 0} - \Delta a_X(p) + \Delta k^A \dot{V}_{X^s}(p)}{p^2 + \omega_{III}^2} - \frac{g \cdot [\Delta\beta_0 + \Delta\omega(p) + \Delta k_Z^G \dot{\beta}(p)]}{p \cdot (p^2 + \omega_{III}^2)},\end{aligned}\quad (3.50)$$

де $\omega_{III} = \sqrt{g/R} = \sqrt{9.81/6371000} = 1.24 \text{ мрад/c}$ – частота Шулера.

За рівняннями (3.50) можна без ускладнень проаналізувати похибки одноканальної БІНС, викликані інструментальними похибками інерціальних сенсорів.

3.3.3. Вплив систематичних похибок

Систематичні похибки (*Systematic Error*) даних акселерометра δa_s і гіроскопа $\delta\omega_s$ будуть відрізнятися від систематичних похибок інших екземплярів акселерометра та гіроскопа, або, як мінімум, відрізнятися від запуску до запуску. Тому для групи однотипних акселерометрів або гіроскопів систематичні похибки розглядаються як випадкові величини з СКВ σ_s^A та σ_s^G . Якщо δa_s та $\delta\omega_s$ – постійні для даного запуску систематичні похибки акселерометрів та гіроскопа відповідно з операторними зображеннями виду $\Delta a_X(p) = \delta a_s / p$ та $\Delta\omega(p) = \delta\omega_s / p$ то, підставляючи їх в (3.50) і переходячи від зображень до оригіналів, маємо:

$$\begin{aligned}\Delta\beta(t) &= \frac{\delta a_s}{g} (1 - \cos \omega_{III} t) + \frac{\delta\omega_s}{\omega_{III}} \sin \omega_{III} t; \\ \Delta V_{X^s}(t) &= \frac{\delta a_s}{\omega_{III}} \sin \omega_{III} t - R \cdot \delta\omega_s (1 - \cos \omega_{III} t);\end{aligned}$$



$$\Delta X(t) = \frac{\delta a_s}{\omega_{III}^2} (1 - \cos \omega_{III} t) - \frac{R \cdot \delta \omega_s}{\omega_{III}} (\omega_{III} t - \sin \omega_{III} t). \quad (3.51)$$

Рівняння (3.51) визначають вклад сталих систематичних похибок акселерометрів та гіроскопа в складові похибки БІНС. При розкладанні множників (3.51), до складу яких входять тригонометричні функції, в степеневі ряди, залишанні тільки перших членів розкладу і переході від абсолютних значень до СКВ, отримаємо вклад систематичних похибок гіроскопа до СКВ похибок БІНС на короткому часовому інтервалі до 10 хв (*Short term*):

$$\sigma_{\Delta\beta}^G(t) \approx \sigma_S^G \cdot t; \quad \sigma_{\Delta V}^G(t) \approx \frac{g \cdot \sigma_S^G \cdot t^2}{2}; \quad \sigma_{\Delta X}^G(t) \approx \frac{g \cdot \sigma_S^G \cdot t^3}{6}. \quad (3.52)$$

З (3.52) виходить, що похибка кута тангажу на короткому часовому інтервалі збільшується прямо пропорційно часу, похибка швидкості – пропорційно квадрату часу, а похибка координати – пропорційно кубу часу. При $\sigma_S^G = 5^\circ / \text{год}$ СКВ похибок БІНС за час автономної роботи 5 хв будуть мати такі значення [14]:

$$\sigma_{\Delta\beta}^G(300) \approx \frac{5 \cdot 300}{3600} = 0.417^\circ; \quad \sigma_{\Delta V}^G(300) \approx 10.7 \text{ м/с};$$
$$\sigma_{\Delta X}^G(300) \approx 1069.6 \text{ м}.$$

Аналогічно отримуємо співвідношення для оцінки вкладу систематичних похибок акселерометрів до СКВ похибок БІНС:

$$\sigma_{\Delta\beta}^A(t) \approx \sigma_S^A \cdot \frac{t^2}{2R} \cong 0; \quad \sigma_{\Delta V}^A(t) \approx \sigma_S^A \cdot t; \quad (3.53)$$
$$\sigma_{\Delta X}^A(t) \approx \frac{\sigma_S^A \cdot t^2}{2} = R \cdot \sigma_{\Delta\beta}^A(t).$$

Через наявність в знаменнику першої наближеної рівності (3.53) радіусу Землі R можна вважати, що систематичні похибки акселерометрів не впливають на похибки за кутами орієнтації (в даному випадку за кутом тангажу). Для систематичної похибки $\sigma_S^A = 100 \text{ мкг}$ СКВ похибок БІНС будуть мати такі значення:

$$\sigma_{\Delta\beta}^A(300) \approx 6.93 \cdot 10^{-6} \text{ рад} \cong 0; \quad \sigma_{\Delta V}^A(300) \approx 0.294 \text{ м/с};$$
$$\sigma_{\Delta X}^A(300) \approx 44.15 \text{ м}.$$



3.3.4. Вплив похибок коефіцієнтів перетворення

Похибки коефіцієнтів перетворення акселерометрів та гіроскопів зазвичай задають в процентах від номінального значення, які будемо вважати сталими для даного запуску випадковими величинами з СКВ $\sigma_{\Delta k}^A$ та $\sigma_{\Delta k}^G$. Оцінимо СКВ похибок БІНС при сталих значеннях кутової швидкості $\dot{\beta}$ і прискорення \dot{V}_{X^s} . В даному випадку вирази для СКВ похибок БІНС будуть аналогічні розглянутим раніше, а для короткого часового інтервалу маємо:

$$\sigma_{\Delta\beta}^G(t) \approx \sigma_{\Delta k}^G \cdot \dot{\beta} \cdot t; \quad \sigma_{\Delta V}^G(t) \approx \frac{g \cdot \sigma_{\Delta k}^G \cdot \dot{\beta} \cdot t^2}{2}; \quad (3.54)$$

$$\sigma_{\Delta X}^G(t) \approx \frac{g \cdot \sigma_{\Delta k}^G \cdot \dot{\beta} \cdot t^3}{6};$$

$$\sigma_{\Delta\beta}^A(t) \approx \frac{\sigma_{\Delta k}^A \dot{V}_{X^s} t^2}{2R} \cong 0; \quad \sigma_{\Delta V}^A(t) \approx \sigma_{\Delta k}^A \dot{V}_{X^s} t; \quad (3.55)$$

$$\sigma_{\Delta X}^A(t) \approx \frac{\sigma_{\Delta k}^A \dot{V}_{X^s} t^2}{2} = R \cdot \sigma_{\Delta\beta}^A(t).$$

Якщо похибка коефіцієнта перетворення $\sigma_{\Delta k}^G = 0.01\%$, то при кутовій швидкості тангажу $\dot{\beta} = 15^\circ/\text{с}$ за час 5 хв будуть накопичені такі похибки БІНС [14]:

$$\sigma_{\Delta\beta}^G(300) \approx 0.45^\circ; \quad \sigma_{\Delta V}^G(300) \approx 11.55 \text{ м/с}; \quad \sigma_{\Delta X}^G(300) \approx 1155.1 \text{ м}.$$

Розрахунки показують, що мала величина нестабільності коефіцієнта перетворення гіроскопа 0.01% приводить до значних похибок БІНС, які визначаються динамікою МР. Оцінимо СКВ похибок БІНС від похибок коефіцієнтів перетворення акселерометрів $\sigma_{\Delta k}^A = 0.01\%$ та прискорення 1 g, накопичені за 5 хв [14]:

$$\sigma_{\Delta\beta}^A(300) \approx 6.93 \cdot 10^{-6} \text{ рад} \cong 0; \quad \sigma_{\Delta V}^A(300) \approx 0.294 \text{ м/с};$$

$$\sigma_{\Delta X}^A(300) \approx 44.15 \text{ м}.$$

3.3.5. Вплив шуму

Характеристики шуму гіроскопів та акселерометрів зазвичай задаються випадковими блуканнями кута (ARW) та швидкості



(VRW) [2, 17]. При аналізі випадкових похибок необхідно враховувати, що в передавальних функціях, які описують похибки БІНС, присутні передавальні функції консервативних та інтегровальних кіл, що відповідає межі стійкості або нестійкості. Тому спектральні методи аналізу похибок не використовуються, а дослідження проводять в часовій області [32]. Дисперсію $\sigma^2(t)$ процесу на виході системи, на вході якої діє випадковий процес з кореляційною функцією $R(t_1, t_2)$, знаходять за виразом [12]:

$$\sigma^2(t) = \int_0^t \int_0^t g(t, \tau_1) g(t, \tau_2) R(\tau_1, \tau_2) d\tau_1 d\tau_2,$$

де $g(t, \tau_1)$ – імпульсна характеристика системи.

При дії на вході системи стаціонарного білого шуму з спектральною густиною $S_0 = \text{const}$ СКВ процесу на її виході ви-

значається як $\sigma^2(t) = S_0 \int_0^t g^2(\tau) d\tau$ [12].

Оцінимо вплив білого шуму гіроскопа з спектральною густиною v_{VRW}^2 на СКВ похибки кута тангажу, дія якого описується колом з передавальною функцією $\frac{p}{p^2 + \omega_{III}^2}$ (3.50). Імпульсна ха-

рактеристика даного кола визначається як

$$g(t) = L^{-1} \left[\frac{p}{p^2 + \omega_{III}^2} \right] = \cos \omega_{III} t.$$

Відповідно до [12] визначаємо СКВ похибки кута тангажу:

$$\sigma_{\Delta\beta}^G(t) = \frac{\theta_{ARW}}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{t + \frac{\sin 2\omega_{III} t}{2\omega_{III}}}. \quad (3.56)$$

Аналогічно визначається вклад білого шуму акселерометрів та гіроскопа в СКВ похибок БІНС за іншими параметрами руху:

$$\sigma_{\Delta\beta}^A(t) = \frac{v_{VRW}}{\sqrt{2} R \omega_{III}} \cdot \sqrt{t - \frac{\sin 2\omega_{III} t}{2\omega_{III}}}; \quad (3.57)$$

$$\sigma_{\Delta V}^G(t) = \frac{g \cdot \theta_{ARW}}{\sqrt{2} \omega_{III}} \cdot \sqrt{t - \frac{\sin 2\omega_{III} t}{2\omega_{III}}}; \quad (3.58)$$



$$\sigma_{\Delta V}^A(t) = \frac{v_{VRW}}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{t + \frac{\sin 2\omega_{III}t}{2\omega_{III}}}; \quad (3.59)$$

$$\sigma_{\Delta X}^G(t) = \frac{g \cdot \theta_{ARW}}{\omega_{III}^2} \cdot \sqrt{\frac{3t}{2} - \frac{2\sin \omega_{III}t}{\omega_{III}} + \frac{\sin 2\omega_{III}t}{4\omega_{III}}}; \quad (3.60)$$

$$\sigma_{\Delta X}^A(t) = \frac{v_{VRW}}{\sqrt{2\omega_{III}}} \cdot \sqrt{t - \frac{\sin 2\omega_{III}t}{2\omega_{III}}}. \quad (3.61)$$

При розкладанні підкоренових виразів у (3.56)÷(3.61) в степеневі ряди та обмеженні тільки першими членами розкладу на короткому інтервалі (0...10) хв похибки БІНС, викликані білим шумом сенсорів, запишемо у спрощеній формі:

$$\sigma_{\Delta \beta}^G(t) \approx \theta_{ARW} \sqrt{t}; \quad \sigma_{\Delta \beta}^A(t) \approx \frac{v_{VRW}}{\sqrt{3R}} \cdot t^{1.5} \approx 0; \quad \sigma_{\Delta V}^G(t) \approx \frac{g \cdot \theta_{ARW}}{\sqrt{3}} \cdot t^{1.5}; \quad (3.62)$$

$$\sigma_{\Delta V}^A(t) \approx v_{VRW} \sqrt{t}; \quad \sigma_{\Delta X}^G(t) \approx \frac{g \cdot \theta_{ARW}}{2\sqrt{5}} \cdot t^{2.5};$$

$$\sigma_{\Delta X}^A(t) \approx \frac{v_{VRW}}{\sqrt{3}} \cdot t^{1.5} = R \cdot \sigma_{\Delta \beta}^A(t). \quad (3.63)$$

Для прикладу, МЕМС-гіроскопи сімейства *Analog Devices* мають шум порядку $\theta_{ARW} \approx 0.05^\circ/\text{с}/\sqrt{\text{Гц}} = 3^\circ/\sqrt{200\text{д}}$, тобто за час 5 хв будуть накопичені такі похибки БІНС у визначенні кута тангажу, швидкості та координати [14]:

$$\sigma_{\Delta \beta}^G(300) \approx 0.866^\circ; \quad \sigma_{\Delta V}^G(300) \approx 25.67 \text{ м/с}; \quad \sigma_{\Delta X}^G(300) \approx 29825 \text{ м}.$$

Аналогічно оцінимо накопичені похибки БІНС для МЕМС-акселерометра типу *Gemini CAS211/291* виробництва компанії *Silicon Sensing Systems Ltd.* з власним шумом (СКЗ) $100 \text{ мкг}/\sqrt{\text{Гц}} = 9.81 \cdot 10^{-4} \text{ м/с}^{3/2}$ [5] протягом часу 5 хв:

$$\sigma_{\Delta \beta}^A(300) \approx 4.62 \cdot 10^{-7} \text{ рад} \approx 0; \quad \sigma_{\Delta V}^A(300) \approx 0.017 \text{ м/с}; \quad \sigma_{\Delta X}^A(t) \approx 2.943 \text{ м}.$$

За результатами отриманих оцінок впливу шуму на точнісні характеристики БІНС можна зробити висновок, що МЕМС-гіроскопи з часом накопичують значно більші похибки визначення кута тангажу, швидкості та координати порівняно з МЕМС-акселерометрами приблизно такого самого класу точності.



3.3.6. Вплив нестабільності нуля інерціальних сенсорів

Зазвичай нестабільність нуля описується вінерівським або марковським випадковими процесами [34]. Марковський випадковий процес отримують при пропусканні нормованого білого шуму через аперіодичне коло з передавальною функцією типу

$$K(p) = \frac{\sigma_{BI} \sqrt{2\tau_C}}{1 + p\tau_C}, \quad (3.64)$$

де τ_C – час кореляції, тобто інтервал часу між відліками, які можна вважати некорельованими; σ_{BI} – СКВ нестабільності нуля.

При нехтуванні коливань з ω_{III} модель похибок БІНС:

$$\begin{aligned} \Delta\beta(p) &= \frac{\sigma_{BI}^{\Delta a} \sqrt{2\tau_C^{\Delta a}}}{p^2 R(1 + p\tau_C^{\Delta a})} w_a(p) + \frac{\sigma_{BI}^{\Delta \omega} \sqrt{2\tau_C^{\Delta \omega}}}{p(1 + p\tau_C^{\Delta \omega})} w_\omega(p); \\ \Delta V_{X^g}(p) &= \frac{\sigma_{BI}^{\Delta a} \sqrt{2\tau_C^{\Delta a}}}{p(1 + p\tau_C^{\Delta a})} w_a(p) - \frac{g \sigma_{BI}^{\Delta \omega} \sqrt{2\tau_C^{\Delta \omega}}}{p^2(1 + p\tau_C^{\Delta \omega})} w_\omega(p); \\ \Delta X(p) &= \frac{\sigma_{BI}^{\Delta a} \sqrt{2\tau_C^{\Delta a}}}{p^2(1 + p\tau_C^{\Delta a})} w_a(p) - \frac{g \sigma_{BI}^{\Delta \omega} \sqrt{2\tau_C^{\Delta \omega}}}{p^3(1 + p\tau_C^{\Delta \omega})} w_\omega(p), \end{aligned} \quad (3.65)$$

де $\sigma_{BI}^{\Delta a}$ та $\sigma_{BI}^{\Delta \omega}$ – СКВ нестабільності нуля акселерометра та гіроскопа відповідно; $\tau_C^{\Delta a}$ та $\tau_C^{\Delta \omega}$ – час кореляції нестабільності нуля акселерометра і гіроскопа; $w_a(p)$ та $w_\omega(p)$ – зображення за Лапласом породжуючих одиничних білих шумів.

Вклад нестабільності нуля гіроскопів в СКВ похибки БІНС за кутом тангажу, швидкістю та координатою можна оцінити за такими співвідношеннями:

$$\sigma_{\Delta\beta}^G(t) = \sigma_{BI}^{\Delta \omega} \sqrt{2\tau_C^{\Delta \omega}} \sqrt{t + \tau_C^{\Delta \omega} \left(2e^{-\frac{t}{\tau_C^{\Delta \omega}}} - \frac{1}{2}e^{-\frac{2t}{\tau_C^{\Delta \omega}}} - \frac{3}{2} \right)}; \quad (3.66)$$

$$\sigma_{\Delta V}^G(t) = g \sigma_{BI}^{\Delta \omega} \sqrt{2\tau_C^{\Delta \omega}} \sqrt{\frac{t^3}{3} + \tau_C^{\Delta \omega} \left(\tau_C^{\Delta \omega} t - t^2 + \frac{(\tau_C^{\Delta \omega})^2}{2} \left(1 - e^{-\frac{2t}{\tau_C^{\Delta \omega}}} \right) - 2\tau_C^{\Delta \omega} t e^{-\frac{t}{\tau_C^{\Delta \omega}}} \right)}; \quad (3.67)$$



$$\sigma_{\Delta X}^G(t) = g \sigma_{BI}^{\Delta\omega} \sqrt{2\tau_C^{\Delta\omega}} \sqrt{\frac{t^5}{20} + (\tau_C^{\Delta\omega})^4 t - \frac{\tau_C^{\Delta\omega} t^4}{4} - \frac{(\tau_C^{\Delta\omega})^5}{2} \left(3 + e^{-\frac{2t}{\tau_C^{\Delta\omega}}}\right)} \rightarrow$$
$$\rightarrow + e^{-\frac{t}{\tau_C^{\Delta\omega}}} \left[2(\tau_C^{\Delta\omega})^5 + (\tau_C^{\Delta\omega})^3 t^2 \right] + \frac{2(\tau_C^{\Delta\omega})^2 t^3}{3} - (\tau_C^{\Delta\omega})^3 t^2. \quad (3.68)$$

Оцінімо вклад нестабільності нуля гіроскопів в СКВ похибок БІНС при $\sigma_{BI}^{\Delta\omega} = 10^0 / \text{год}$ та $\tau_C^{\Delta\omega} = 150 \text{ с}$ за час 5 хв [14]:

$$\sigma_{\Delta\beta}^G(300) \approx 0.514^\circ; \quad \sigma_{\Delta V}^G(300) \approx 680.63 \text{ м/с}; \quad \sigma_{\Delta X}^G(300) \approx 632097 \text{ м}.$$

Аналогічно оцінюється вклад нестабільності нуля акселерометрів в СКВ похибки БІНС за кутом тангажу, швидкістю та координатою:

$$\sigma_{\Delta\beta}^A(t) = \frac{\sigma_{BI}^{\Delta a} \sqrt{2\tau_C^{\Delta a}}}{R} \sqrt{\frac{t^3}{3} + \tau_C^{\Delta a} \left(\tau_C^{\Delta a} t - t^2 + \frac{(\tau_C^{\Delta a})^2}{2} \left(1 - e^{-\frac{2t}{\tau_C^{\Delta a}}} \right) - 2\tau_C^{\Delta a} t e^{-\frac{t}{\tau_C^{\Delta a}}} \right)}; \quad (3.69)$$

$$\sigma_{\Delta V}^A(t) = \sigma_{BI}^{\Delta a} \sqrt{2\tau_C^{\Delta a}} \sqrt{t + \tau_C^{\Delta a} \left(2e^{-\frac{t}{\tau_C^{\Delta a}}} - \frac{1}{2}e^{-\frac{2t}{\tau_C^{\Delta a}}} - \frac{3}{2} \right)}; \quad (3.70)$$

$$\sigma_{\Delta X}^A(t) = \sigma_{BI}^{\Delta a} \sqrt{2\tau_C^{\Delta a}} \sqrt{\frac{t^3}{3} + \tau_C^{\Delta a} \left(\tau_C^{\Delta a} t - t^2 + \frac{(\tau_C^{\Delta a})^2}{2} \left(1 - e^{-\frac{2t}{\tau_C^{\Delta a}}} \right) - 2\tau_C^{\Delta a} t e^{-\frac{t}{\tau_C^{\Delta a}}} \right)}. \quad (3.71)$$

Оцінімо вклад нестабільності нуля акселерометрів в СКВ похибки БІНС при $\sigma_{BI}^{\Delta a} = 100 \text{ мкг} = 9.81 \cdot 10^{-4} \text{ м/с}^2$ та $\tau_C^{\Delta a} = 150 \text{ с}$ за інтервал часу 5 хв:

$$\sigma_{\Delta\beta}^A(300) \approx 3.85 \cdot 10^{-6} \text{ рад} \approx 0; \quad \sigma_{\Delta V}^A(300) \approx 0.182 \text{ м/с};$$

$$\sigma_{\Delta X}^A(300) \approx 24.5 \text{ м}.$$

Якщо при великих значеннях часу кореляції $\tau_C > 1000 \text{ с}$ розкласти функції під знаком квадратного кореня в формулах (3.66)÷(3.71) в степеневі ряди, обмежившись тільки першим членом, отримаємо:



$$\sigma_{\Delta\beta}^G(t) = \frac{\sigma_{BI}^{\Delta\omega} t^{1.5}}{\sqrt{1.5\tau_C^{\Delta\omega}}}; \quad \sigma_{\Delta\beta}^A(t) = \frac{\sigma_{BI}^{\Delta a} t^{2.5}}{R\sqrt{10\tau_C^{\Delta a}}}; \quad \sigma_{\Delta V}^G(t) = \frac{g \sigma_{BI}^{\Delta\omega} t^{2.5}}{\sqrt{10\tau_C^{\Delta\omega}}}; \quad (3.72)$$

$$\sigma_{\Delta V}^A(t) = \frac{\sigma_{BI}^{\Delta a} t^{1.5}}{\sqrt{1.5\tau_C^{\Delta a}}}; \quad \sigma_{\Delta X}^G(t) = \frac{g \sigma_{BI}^{\Delta\omega} t^{3.5}}{\sqrt{126\tau_C^{\Delta\omega}}};$$

$$\sigma_{\Delta X}^A(t) = \frac{\sigma_{BI}^{\Delta a} t^{2.5}}{\sqrt{10\tau_C^{\Delta a}}} = R \cdot \sigma_{\Delta\beta}^A(t). \quad (3.73)$$

З (3.72)÷(3.73) можна зробити висновок, що чим більшим є час кореляції нестабільності нуля акселерометрів та гіроскопів, тим повільнішою є швидкість накопичення похибок БІНС. В цих співвідношеннях показник степеню часу t на одиницю більший, ніж для похибок БІНС, викликаних білим шумом акселерометрів та гіроскопів (співвідношення (3.62)÷(3.63)).

3.3.7. Вплив неточного вводу початкових умов

Приймемо похибки вводу початкових значень кута тангажу, швидкості та координати випадковими величинами з СКВ $\sigma_{\Delta\beta}^0$, $\sigma_{\Delta V}^0$ та $\sigma_{\Delta X}^0$. Знехтувавши коливаннями з частотою Шулера ($\omega_{Ш} = 0$), на короткому часовому інтервалі СКВ похибок БІНС, викликаних неточним вводом початкових умов, мають вигляд:

$$\begin{aligned} \sigma_{\Delta\beta}^{\Delta\beta_0} &\approx \sigma_{\Delta\beta}^0; & \sigma_{\Delta V}^{\Delta V_0} &\approx \sigma_{\Delta V}^0; & \sigma_{\Delta V}^{\Delta\beta_0}(t) &\approx g \sigma_{\Delta\beta}^0 t; \\ \sigma_{\Delta X}^{\Delta X_0} &\approx \sigma_{\Delta X}^0; & \sigma_{\Delta X}^{\Delta V_0}(t) &\approx \sigma_{\Delta V}^0 t; & \sigma_{\Delta X}^{\Delta\beta_0}(t) &\approx 0.5 g \sigma_{\Delta\beta}^0 t^2. \end{aligned} \quad (3.74)$$

З співвідношень (3.74) при введенні початкового кута тангажу з похибкою $\sigma_{\Delta\beta}^0 = 0.1^\circ$ і точному задаванні початкових швидкості та координати ($\sigma_{\Delta V}^0 = 0$, $\sigma_{\Delta X}^0 = 0$) протягом часу 5 хв БІНС накопичить похибки з такими СКВ:

$$\sigma_{\Delta\beta}^{\Delta\beta_0} = 0.1^0; \quad \sigma_{\Delta V}^{\Delta\beta_0}(300) \approx 5.13 \text{ м/с}; \quad \sigma_{\Delta X}^{\Delta\beta_0}(300) \approx 770.1 \text{ м}.$$

Таким чином, неточне введення початкових параметрів орієнтації приводить до значних похибок БІНС за швидкістю та координатами. В таблицях В.1 та В.2 (додаток В) [14] наведені формули, що характеризують вклад похибок акселерометрів та гі-



роскопа до похибок БІНС на короткому інтервалі часу до 10 хв, коли можна знехтувати коливаннями з частотою Шулера.

3.4. Зв'язок точності оцінювання постійної складової похибки МЕМС акселерометрів з варіацією Алана

Ідентифікація моделі похибок інерціальних сенсорів та визначення її параметрів є важливою задачею, яка розв'язується при їх дослідженні та калібруванні. Для побудови моделі випадкових складових похибки використовуються алгоритми визначення спектральних густин та кореляційних функцій [23, 36], а останнім часом – метод варіацій Алана, згідно з яким визначається варіація Алана $\sigma_A^2(\tau)$ або відхилення Алана $\sigma_A(\tau)$ [33, 42]. Крім того, відбувається активний пошук нових підходів, основаних на методах нелінійної фільтрації [19, 34].

Для практичних цілей важливою є задача визначення постійної складової похибки особливо у випадках, коли сигнали інерціальних сенсорів, які входять до складу інерціальних вимірювальних модулів (ІВМ), інтегруються. В даному випадку виникають похибки визначення орієнтації, швидкості та координат, які з часом збільшуються. Часто визначення постійної складової похибки проводиться при звичайному усередненні реалізації похибки сенсора на кінцевому часовому інтервалі, тому виникає питання про обґрунтований вибір часу усереднення, при якому дисперсія похибки отриманої таким чином оцінки постійної складової буде досягати мінімального значення. Актуальним також є питання про можливість підвищення точності оцінювання постійної складової при використанні сучасних алгоритмів, які не зводяться до простого усереднення, а враховують наявність різних складових похибки. Однак очевидним є те, що оцінка, отримана при усередненні, не є оптимальною за критерієм мінімуму дисперсії її похибки при наявності негаусівських складових похибки сенсора. Відомо, що метод варіацій Алана нечутливий до наявності постійної складової похибки, яка виключається операцією визначення різниць усереднених значень. Однак з використанням даного алгоритму можна розрахувати точність оцінювання постійної складової похибки, не оцінюючи саму цю складову.



3.4.1. Точність оцінювання постійної складової похибки інерціального сенсора при усередненні та її зв'язок з варіацією Алана

Будемо вважати, що безпосередньо вимірюється реалізація похибки інерціального сенсора $z(t)$, яку можна представити як

$$z(t) = z_0 + \xi(t), \quad (3.75)$$

де $\xi(t)$ – в загальному випадку нестационарний центрований випадковий процес, для якого $\xi(0) = 0$; z_0 – постійна складова.

Будемо вважати, що оцінка $\hat{z}_{0\tau}$ постійної складової z_0 за результатами усереднення реалізації $z(t)$ обчислюється при звичайному усередненні даної реалізації на кінцевому часовому інтервалі τ , тобто

$$\hat{z}_{0\tau} = \frac{1}{\tau} \int_0^\tau z(t) dt = z_0 + \frac{1}{\tau} \int_0^\tau \xi(t) dt. \quad (3.76)$$

Така задача оцінювання постійної складової має місце при калібруванні інерціальних сенсорів на нерухомій основі або на стенді при порівнянні їх вихідних сигналів з сигналом сенсора більш високого класу точності. Для похибки такої оцінки та її дисперсії можна записати:

$$\Delta z = \hat{z}_{0\tau} - z_0 = \frac{1}{\tau} \int_0^\tau \xi(t) dt;$$
$$\sigma_{\Delta z}^2 = M \left\{ \left(\frac{1}{\tau} \int_0^\tau \xi(t) dt \right)^2 \right\} = \frac{1}{\tau^2} M \left\{ \left(\int_0^\tau \xi(t) dt \right)^2 \right\}. \quad (3.77)$$

Як було зазначено, при дослідженні властивостей похибок інерціальних сенсорів використовується метод варіацій Алана, згідно з яким для процесу $z(t)$ застосовується такий запис [15]:

$$\sigma_{A\{z(t)\}}^2(\tau) = \frac{1}{2(N-1)} \sum_{k=1}^{N-1} [\bar{z}_{k+1}(\tau) - \bar{z}_k(\tau)]^2, \quad (3.78)$$

де $\bar{z}_{k+1}(\tau) = \frac{1}{\tau} \int_{k\tau}^{(k+1)\tau} z(t) dt$ – середнє значення реалізації $z(t)$ на інтервалі від $k\tau$ до $(k+1)\tau$; N – кількість інтервалів.



Оскільки варіація Алана є нечутливою до постійної складової, що можна довести підстановкою (3.75) в (3.78), запишемо:

$$\sigma_{A\{z(t)\}}^2(\tau) = \frac{1}{2\tau^2(N-1)} \sum_{k=1}^{N-1} \left[\int_{k\tau}^{(k+1)\tau} \xi(t) dt - \int_{(k-1)\tau}^{k\tau} \xi(t) dt \right]^2. \quad (3.79)$$

Встановимо взаємозв'язок дисперсії похибки оцінки постійної складової (3.77), отриманої при усередненні, з варіацією Алана. Якщо справедливим є вираз

$$\frac{1}{2} M \left\{ \left(\int_{k\tau}^{(k+1)\tau} \xi(t) dt - \int_{(k-1)\tau}^{k\tau} \xi(t) dt \right)^2 \right\} = M \left\{ \left(\int_0^{\tau} \xi(t) dt \right)^2 \right\} \quad \text{при } \forall k > 0, \quad (3.80)$$

то варіація Алана для $z(t)$ (3.78) є оцінкою дисперсії похибки випадкової величини (3.77). Умова (3.80) виконується, якщо $\xi(t)$ є білим шумом, вінерівським випадковим процесом або їх сумою.

Збіг варіації Алана з дисперсією похибки оцінки постійної складової є корисним з практичної точки зору, оскільки за точкою мінімуму графіку $\sigma_A^2(\tau)$ можна визначити оптимальний час усереднення та відповідну йому мінімальну дисперсію похибки оцінювання постійної складової при її знаходженні шляхом усереднення. Таким чином, за графіком варіації Алана, яка нечутлива до наявності постійної складової, можна робити висновки про точність її оцінювання.

3.4.2. Зв'язок спектральної густини шуму та варіації Алана

Для випадкової послідовності дисперсія Алана має зв'язок з спектральною густиною потужності $S_{\omega}(f)$, що є класичною характеристикою випадкового процесу в частотній області [15]:

$$\sigma_A^2(\tau) = 4 \int_0^{\infty} S_{\omega}(f) \cdot \frac{\sin^4(\pi f \tau)}{(\pi f \tau)^2} df.$$

За методом варіацій Алана можна виділити сім складових шуму вимірювань [45]. При цьому дві складові (шум кореляції та синусоїдальний шум) в більшості випадків проявляються тільки на великих інтервалах усереднення, тому в даній роботі розглядаються тільки п'ять шумових характеристик. Характерні нахи-



ли залежності $\sigma_A(\tau)$ для акселерометра наведені на рис. 3.9.

Використовуючи основні шумові компоненти, які дозволяє відокремити метод варіацій Алана, запишемо апроксимуюче співвідношення для варіації Алана поліномом $p_A^2(\tau)$ так [41]:

$$\sigma_A^2(\tau) \approx p_A^2(\tau) = R^2 \frac{\tau^2}{2} + K^2 \frac{\tau}{3} + B^2 \frac{2 \ln 2}{\pi} + N^2 \frac{1}{\tau} + Q^2 \frac{3}{\tau^2}. \quad (3.81)$$

В таблиці (додаток Г) наведені співвідношення між параметрами розкладу варіації Алана та спектральною густиною шуму $S_\omega(f)$ [16] і характерні значення кутів нахилу залежності $\sigma_A(\tau)$. Значення коефіцієнтів поліному (3.81) характеризують інтенсивність окремих шумових складових вихідного сигналу сенсора. Визначення їх числових значень відбувається за методом найменших квадратів (МНК), який забезпечує максимальний збіг апроксимуючої функції $p_A^2(\tau)$ з експериментальною $\sigma_A^2(\tau)$. Для кількісної оцінки коефіцієнтів поліному (3.81) використовують домінування окремих складових на різних інтервалах усереднення τ , що проявляється в характерних нахилах залежності $\sigma_A(\tau)$.

3.4.3. Чисельна оцінка коефіцієнтів варіації Алана та точності оцінювання постійної складової похибки МЕМС акселерометрів

З врахуванням кратності інтервалу усереднення даних кроку опитування інерціальних сенсорів (3.78) можна записати так:

$$\sigma_{A\{z(t)\}}^2(\tau) = \frac{1}{2\tau^2(N-2n)} \sum_{k=1}^{N-2n} [\bar{z}_{k+2n}(\tau) - 2\bar{z}_{k+n}(\tau) + \bar{z}_k(\tau)]^2, \quad (3.82)$$

де $n=1, 2, \dots, \frac{N-1}{2} - 1$ – кратність інтервалу усереднення даних;

$\tau = n\tau_0$ – інтервал усереднення даних; τ_0 – крок опитування сенсора; $t = k\tau_0$ – дискретні моменти вимірювань ($k=1, 2, \dots, N$).

Обробка вихідної інформації за методом варіації Алана проводилася за допомогою спеціалізованого програмного забезпечення власної розробки в середовищі програмування *Delphi*, а також з використанням системи комп'ютерної алгебри *MathCad*. Дане програмне забезпечення вибірково протестоване "Програ-



мою обробки масивів даних методами варіацій Алана, Адамара та їх узагальнень AlaVar 5.2" [47], викладеною в мережі *Internet*. Програмна реалізація співвідношення (3.82) для вихідної інформації інерціальних сенсорів, заданої в приростах, представлена у вигляді рекурентного співвідношення такого виду:

$$D_0 = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n [\Delta \bar{z}_{i+n} - \Delta \bar{z}_i]; \quad D_k = D_{k-1} + \Delta \bar{z}_{k+2n} - 2\Delta \bar{z}_{k+n} + \Delta \bar{z}_k; \quad (3.83)$$
$$S_0 = 0; \quad S_k = S_{k-1} + D_k^2; \quad \sigma_A^2(\tau) = \frac{S_{N-2n}}{2(N-2n)},$$

де $\Delta \bar{z}$ – інформація про прирости вихідного сигналу інерціального сенсора z з усередненням на інтервалі τ ; D, S – проміжні змінні для обчислення $\sigma_A^2(\tau)$.

В роботі [43] та п. 3.2.4 проведено дослідження MEMC-акселерометрів типу *Gemini CAS211/291*, які проводилися для кожної осі акселерометра з частотою дискретизації 100 Гц, а за результатами проведених досліджень на рис. 3.14 наведені криві відхилення Алана.

Тому що за експериментальними результатами у вихідних сигналах акселерометрів виявлено лише складові, що відповідають випадковим блуканням швидкості та прискорення і нестабільності нуля, то апроксимуюче співвідношення для варіації Алана (3.81) перепишемо таким чином:

$$\sigma_A^2(\tau) \approx p_A^2(\tau) = K^2 \frac{\tau}{3} + B^2 \frac{2 \ln 2}{\pi} + N^2 \frac{1}{\tau}. \quad (3.84)$$

Диференціюючи (3.84) за τ і прирівнюючи похідну до нуля, можна отримати оптимальний за критерієм мінімуму дисперсії час усереднення та відповідну мінімальну дисперсію оцінки [31]:

$$\tau_{opt} \cong \frac{\sqrt{3}N}{K}; \quad \sigma_{A.min}^2(\tau_{opt}) \approx \frac{2KN}{\sqrt{3}} + B^2 \frac{2 \ln 2}{\pi}. \quad (3.85)$$

Таким чином, оптимальний за критерієм мінімуму дисперсії час усереднення прямо пропорційний кореню квадратному відношення інтенсивності білого шуму N^2 до інтенсивності породжуючого шуму вінерівського процесу K^2 , а дисперсія похибки прямо пропорційна їх добутку та квадрату коефіцієнта нестабі-



льності зміщення нуля вихідного сигналу.

Для апроксимації отриманих кривих варіації Алана $\sigma_A^2(\tau)$ поліномом виду (3.81) або (3.84) використовується ітераційний МНК [10], реалізований засобами табличного редактора *Microsoft Excel*. На першому кроці для попередніх оцінок K_I , B_I , N_I шумових складових проводиться мінімізація функціонала

$$\sum_{n=1}^{N-1} \frac{[\sigma_A^2(n\tau_0) - p_A^2(n\tau_0)]^2}{\sigma_A^2(n\tau_0)} = \sum_{n=1}^{N-1} P(n\tau_0) \cdot [\sigma_A^2(n\tau_0) - p_A^2(n\tau_0)]^2, \quad (3.86)$$

де $P(n\tau_0) = \sigma_A^{-2}(n\tau_0)$ – вагові коефіцієнти.

Далі проводиться уточнення вагових коефіцієнтів у функціоналі (3.84) з врахуванням ваги окремих складових поліному (3.81). Так, при визначенні коефіцієнта N випадкового блукання вихідного сигналу (випадкового блукання швидкості для акселерометра) вагові коефіцієнти МНК корегуються за виразом

$$P(\tau = n\tau_0) = \frac{1}{\sigma_A^2(\tau) \cdot p_A^2(\tau)} \cdot \frac{N_I^2}{\tau}, \quad (3.87)$$

що дозволяє неявно виділяти характерні ділянки домінування основних типів шумів (ділянки нахилу $\sigma_A(\tau)$ на рис. 3.14) та отримувати відповідні оцінки.

В таблиці 3.2 наведена чисельна оцінка коефіцієнтів K , B , N без врахування знаку, отримана за кривими (рис. 3.14) в результаті обробки трьох 3-годинних запусків [31].

Для першого з запусків апроксимуючі співвідношення для варіацій Алана (3.84) для кожної осі МЕМС-акселерометрів типу Gemini CAS211/291 за рис. 3.14 будуть мати такий вигляд:

$$\begin{aligned} \sigma_{A.X}^2(\tau) &\approx p_{A.X}^2(\tau) = (0.001246\tau + 8.3072 + 114.9283/\tau) \cdot 10^{-8}; \\ \sigma_{A.Y}^2(\tau) &\approx p_{A.Y}^2(\tau) = (0.002089\tau + 9.1023 + 111.4782/\tau) \cdot 10^{-8}; \\ \sigma_{A.Z}^2(\tau) &\approx p_{A.Z}^2(\tau) = (0.002225\tau + 8.0072 + 336.3117/\tau) \cdot 10^{-8}. \end{aligned} \quad (3.88)$$

Достовірність отриманих значень визначалась виділенням для апроксимуючого поліному $p_A^2(\tau)$ ділянки з переважним впливом складової з відповідним коефіцієнтом та подальшого аналізу близькості його проходження відносно залежності $\sigma_A^2(\tau)$.



Тому в таблиці 3.2 також наведені результати статистичної обробки: середнє (математичне сподівання – МС) за всіма запусками, довірчий інтервал для МС, розрахований для рівня значущості $\alpha = 0,05$, а також відхилення від запуску до запуску (середньоквадратичне відхилення (СКВ) на рівні 1σ), яке характеризує нестабільність від запуску до запуску.

Таблиця 3.2
Апроксимація варіації Алана поліномом для МЕМС-акселерометрів типу Gemini CAS211/291

Номер запуску	Коефіцієнти поліному $p_A^2(\tau)$								
	вісь X			вісь Y			вісь Z		
	$ K \cdot 10^{-6}$, м/с ² /√с	$ B \cdot 10^{-4}$, м/с ²	$ N \cdot 10^{-4}$, м/с/√с	$ K \cdot 10^{-6}$, м/с ² /√с	$ B \cdot 10^{-4}$, м/с ²	$ N \cdot 10^{-4}$, м/с/√с	$ K \cdot 10^{-6}$, м/с ² /√с	$ B \cdot 10^{-4}$, м/с ²	$ N \cdot 10^{-4}$, м/с/√с
1	6.1142	4.3377	10.7204	7.9181	4.5401	10.5583	8.1712	4.2586	18.3385
2	6.9514	4.8673	9.8734	8.6153	4.3827	10.3597	7.4924	5.0473	15.8756
3	6.5474	4.2198	11.0257	7.7456	4.8908	11.2375	8.8347	4.7804	17.9375
МС	6.5381	4.4749	10.5398	8.0931	4.6045	10.7185	8.1661	4.6954	17.3839
$[MC_{\min} \div MC_{\max}]$	$[6.002 \div 7.078]$	$[4.131 \div 4.979]$	$[9.621 \div 11.335]$	$[7.521 \div 8.932]$	$[4.221 \div 5.175]$	$[9.924 \div 11.569]$	$[7.039 \div 9.289]$	$[4.068 \div 5.374]$	$[15.111 \div 19.135]$
СКВ σ	0.4204	0.3463	0.5994	0.4624	0.2612	0.4622	0.6739	0.4028	1.3269

За обчисленими в таблиці 3.2 МС коефіцієнтів поліному $p_A^2(\tau)$ для трьох запусків визначимо оптимальний за критерієм мінімуму дисперсії час усереднення та відповідні мінімальні дисперсію та СКВ оцінки для кожної осі:

$$\tau_{opt.X} = 279.2 \text{ с}; \quad \tau_{opt.Y} = 229.4 \text{ с}; \quad \tau_{opt.Z} = 368.7 \text{ с};$$

$$\sigma_{A.min.X}^2 = 9.6366 \cdot 10^{-8} \text{ м}^2/\text{с}^4; \quad \sigma_{A.min.Y}^2 = 10.1561 \cdot 10^{-8} \text{ м}^2/\text{с}^4;$$

$$\sigma_{A.min.Z}^2 = 11.3729 \cdot 10^{-8} \text{ м}^2/\text{с}^4; \quad \sigma_{A.min.X} = 3.1043 \cdot 10^{-4} \text{ м/с}^2;$$

$$\sigma_{A.min.Y} = 3.1869 \cdot 10^{-4} \text{ м/с}^2; \quad \sigma_{A.min.Z} = 3.3724 \cdot 10^{-4} \text{ м/с}^2.$$

Таким чином, всі розраховані оптимальні значення часу усереднення потрапляють в діапазон (40÷400) с, отриманий в роботі [43] як діапазон мінімальних значень кривих відхилення Алана на ділянці з нульовим нахилом. Для даного часу усереднення для



кожної осі акселерометра за визначеними коефіцієнтами варіації Алана обчислено мінімальні дисперсії і СКВ похибок оцінювання постійних складових при їх знаходженні шляхом усереднення.

3.5. Математична модель похибок акселерометрів безплатформної інерціальної навігаційної системи

3.5.1. Алгоритми роботи БІНС

Ідеальним режимом (алгоритмом) роботи БІНС є такий, в якому всі її елементи та пристрої ідеальні (не мають інструментальних похибок), а початкові умови функціонування системи точно відповідають початковим умовам переміщення МР. Дослідження такого режиму проводять при реалізації алгоритмів функціонування БІНС, які зв'язують показання ідеальних сенсорів на вході системи з навігаційними параметрами на виході. В реальних умовах інерціальні сенсори мають похибки різного роду, а зазначені умови виконуються наближено [18].

Збуреним режимом (алгоритмом) роботи БІНС є такий режим, при якому її елементи функціонують з похибками, а початкові умови функціонування системи не відповідають початковим умовам переміщення МР. В такому режимі роботи БІНС навігаційні параметри визначаються системою з похибками.

Рівняння похибок (або помилок) визначають точність і стійкість роботи системи та встановлюють взаємозв'язок між похибками елементів і неточностями задавання початкових умов та похибками визначення навігаційних параметрів.

На рис. 3.17, а наведена схема формування моделі похибок БІНС. Збурений алгоритм роботи БІНС відрізняється від ідеального наявністю похибок гіроскопів $\Delta\omega$ і акселерометрів Δa . Виходом алгоритму ідеальної роботи БІНС є вектори дійсної швидкості V та координат об'єкту S в земній системі координат, а виходом збуреного алгоритму – вектори \tilde{V} та \tilde{S} з наявними похибками. Похибки БІНС ΔV та ΔS формуються при порівнянні вихідних сигналів алгоритмів. Для оцінки (та моделювання) похибок БІНС використовується схема рис. 3.17, б, на якій як n та ω позначені вектори уявного прискорення та абсолютної кутової



швидкості МР, які подаються на “ідеальний” та “збурений” алгоритми роботи.

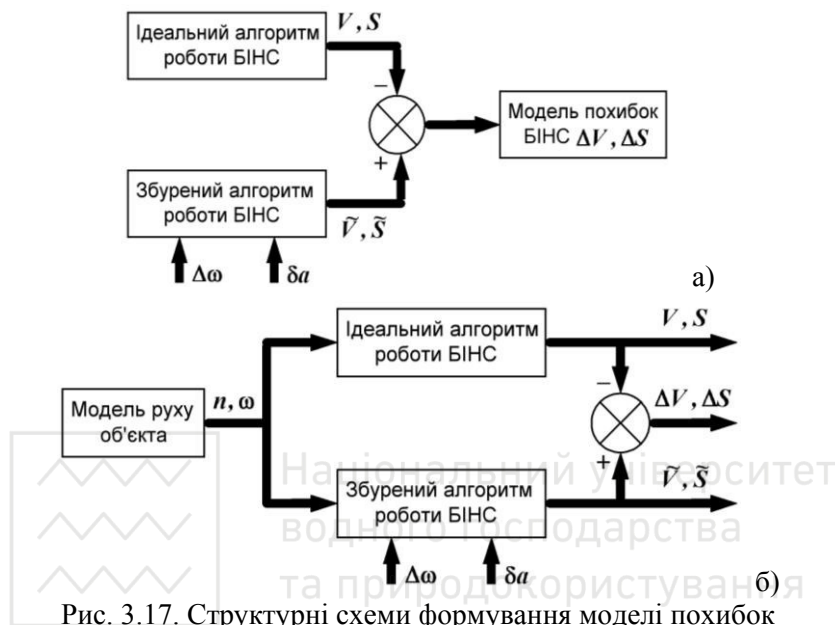


Рис. 3.17. Структурні схеми формування моделі похибок БІНС (а) та оцінки похибок БІНС (б) [30]

Розв'язання рівнянь похибок дозволяє ставити вимоги до характеристик акселерометрів БІНС, якщо вона має забезпечити задану точність або розрахувати точність визначення навігаційних параметрів при заданих характеристиках елементів. Дослідження рівнянь похибок дозволяє обґрунтовано провести вибір алгоритму роботи БІНС, обґрунтувати допустимість спрощень та робити висновки про ефективність роботи БІНС і необхідність корегування її параметрів [4].

При складанні рівнянь похибок зазвичай зводять похибки всіх елементів до найбільш характерних, якими при незмінній структурі БІНС є інструментальні похибки її сенсорів. Аналіз похибок БІНС базується на розв'язанні рівнянь похибок у формі рівнянь у варіаціях [3], що є лінеаризованими рівняннями першого наближення відносно збурень, які діють на систему. Такі рівняння виводять або формальною варіацією алгоритмів ідеальної ро-



боти БНС, або підстановкою до алгоритмів замість незалежних змінних суми самої змінної та її приросту. З отриманих співвідношень віднімають алгоритм ідеальної роботи (рис. 3.17) і нехтують квадратами приростів та їх добутками (як величинами другого порядку малості).

В загальному випадку отримують неоднорідні лінійні диференціальні рівняння дев'ятого порядку зі змінними коефіцієнтами для визначення розширеного вектора стану МР Π , який в інерціальной системі координат записується як [29, 37]

$$\Pi = \left\| x \quad y \quad z \quad \alpha \quad \beta \quad \chi \quad t \quad V_x \quad V_y \quad V_z \right\|^T,$$

де x, y, z – координати МР; α, β, χ – кути курсу, тангажу і крену; V_x, V_y, V_z – складові вектора швидкості МР; t – поточний час (в деякій часовій шкалі).

Елементи вектора стану Π не можна виміряти за допомогою радіоелектронних засобів. Якщо для навігації використовуються параметри радіосигналу (час затримки чи доплерівський зсув частоти), то вимірюваний параметр сигналу є радіонавігаційним, а відповідний йому геометричний параметр – навігаційним [22].

3.5.2. Системи координат інерціальної навігації та зв'язок між ними

В інерціальной навігації використовуються такі системи координат.

1. Інерціальна система координат i (*inertial frame*) з початком в центрі Землі, при цьому вісь $O^i X^i$ спрямована до точки весняного рівнодення, вісь $O^i Z^i$ – до північного полюсу, а вісь $O^i Y^i$ доповнює дві інші до правої системи координат.

2. Земна система координат e з початком в центрі Землі, при цьому вісь $O^e X^e$ спрямована в площині Гринвічського меридіану, вісь $O^e Z^e$ – вздовж осі обертання Землі до північного полюсу, а вісь $O^e Y^e$ доповнює дві попередні до правої системи координат. Система координат $O^e X^e Y^e Z^e$ обертається відносно інерціальної $O^i X^i Y^i Z^i$ з кутовою швидкістю добового обертання Землі. Проекції вектора кутової швидкості добового обертання Землі на осі інерціальної земної системи координат визначаються як



$\omega_{ie}^i = \omega_{ie}^e = \begin{bmatrix} 0 & 0 & U \end{bmatrix}^T$. В такій індексній формі запису векторів [40] верхній індекс позначає найменування системи координат, в якій задані проекції вектора, а два нижніх визначають рух однієї системи координат (другий індекс) по відношенню до іншої (перший індекс). Символом C_i^e позначається матриця при переході від системи координат i до системи координат e .

3. Географічна система координат g (або нормальна система координат, *Local Navigation Frame*) $OX^g Y^g Z^g$ орієнтована так: вісь OX^g спрямована за дотичною до меридіану на північ, вісь OY^g – вздовж дійсної вертикалі доверху, вісь OZ^g – за дотичною до паралелі на схід. Початок системи координат O збігається з центром мас МР, тому таку систему координат ще називають супровідною. Матриця переходу від земної системи координат e до географічної g має вигляд

$$C_e^g = \begin{bmatrix} -\sin \varphi \cos \lambda & -\sin \varphi \sin \lambda & \cos \varphi \\ \cos \varphi \cos \lambda & \cos \varphi \sin \lambda & \sin \varphi \\ -\sin \lambda & \cos \lambda & 0 \end{bmatrix},$$

де φ та λ – відповідно широта та довгота.

4. Зв'язана система координат $OXYZ$ позначається як b (від англ. “body”) і є рухомою системою координат, осями якої є повздовжня вісь OX , нормальна вісь OY та поперечна вісь OZ , зафіксовані відносно МР.

Схема переходів між розглянутими чотирма системами координат наведена на рис. 3.18, а, за якою можна скласти такі співвідношення:

$$\begin{aligned} \omega_{ie}^i &= \omega_{ie}^e; & \omega_{ie}^g &= C_e^g \omega_{ie}^e; & \omega_{eg}^b &= C_g^b \omega_{eg}^g; & \omega_{ie}^b &= C_g^b C_e^g \omega_{ie}^e; \\ \omega_{ib}^b &= C_g^b C_e^g \omega_{ie}^e + C_g^b \omega_{eg}^g + \omega_{gb}^b, \end{aligned} \quad (3.89)$$

при цьому останнє з рівнянь характеризує показання ідеальних гіроскопів [44].

Швидкості та координати в БІНС визначаються інтегруванням сигналів акселерометрів, перерахованих до географічної системи координат g . За теоремою Кориоліса абсолютне прискорення МР в системі координат g має вигляд

$$a_{ig}^g = a_{ie}^g + a_{eg}^g + c^g, \quad (3.90)$$



де $a_{ie}^g = [\omega_{ie}^g \times][\omega_{ie}^g \times]r_{ig}^g$ – переносне прискорення; r_{ig}^g – радіус-вектор вершини системи координат g ; $a_{eg}^g = \dot{v}_{eg}^g + [\omega_{eg}^g \times]v_{eg}^g$ – відносне прискорення; $c^g = 2[\omega_{ie}^g \times]v_{eg}^g$ – кориолісове прискорення; v_{eg}^g – вектор лінійної швидкості географічної системи координат, заданий своїми проекціями в географічній системі координат; $[\omega_{ie}^g \times]$ та $[\omega_{eg}^g \times]$ – кососиметричні матриці, які відповідають проекціям векторів абсолютної кутової швидкості земної e та географічної g систем координат:

$$\omega_{ie}^g = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{ie,z}^g & \omega_{ie,y}^g \\ \omega_{ie,z}^g & 0 & -\omega_{ie,x}^g \\ -\omega_{ie,y}^g & \omega_{ie,x}^g & 0 \end{bmatrix}, \quad \omega_{eg}^g = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{eg,z}^g & \omega_{eg,y}^g \\ \omega_{eg,z}^g & 0 & -\omega_{eg,x}^g \\ -\omega_{eg,y}^g & \omega_{eg,x}^g & 0 \end{bmatrix}. \quad (3.91)$$

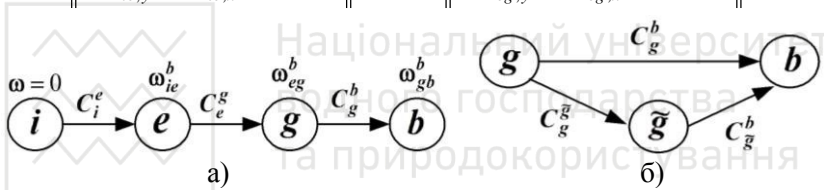


Рис. 3.18. Схеми переходів між системами координат

Переносне прискорення a_{ie}^g складається з прискоренням сили тяжіння Землі g'^g , в результаті утворюється вектор прискорення сили тяжіння $g^g = a_{ie}^g + g'^g$.

3.5.3. Векторні рівняння похибок БІНС

При складанні векторів абсолютного прискорення і прискорення сили тяжіння утворюється вектор уявного прискорення в географічній системі координат:

$$n_{ig}^g = \dot{v}_{eg}^g + [\omega_{eg}^g \times]v_{eg}^g + 2[\omega_{ie}^g \times]v_{eg}^g + g^g. \quad (3.92)$$

Напрямок відхилення чутливого елементу вертикального акселерометра при дії позитивно спрямованого доверху прискорення руху та прискорення сили тяжіння збігаються, тому й знаки абсолютного прискорення МР та прискорення сили тяжіння од-



накові. Вектор прискорення сили тяжіння спрямований вздовж геодезичної вертикалі, а його проекції визначаються виразом

$$g^g = \begin{bmatrix} 0 & g_y^g & 0 \end{bmatrix}^T.$$

З (3.92) визначається лінійне прискорення переміщення вершини географічної системи координат g відносно земної системи координат e :

$$n_{eg}^g = \dot{v}_{eg}^g = C_b^g n_{ig}^b - \left([\omega_{eg}^g \times] + 2[\omega_{ie}^g \times] \right) v_{eg}^g - g^g, \quad (3.93)$$

де C_b^g та C_e^g – матриці переходів від зв'язаної системи координат b до географічної g та від земної системи координат e до географічної; $n_{ig}^b = C_e^g n_{ie}^e + n_{eg}^g$.

Величини, що входять до (3.93), обчислюються з похибками, тому [30]:

$$\tilde{n}_{eg}^g = \tilde{\dot{v}}_{eg}^g = C_b^{\tilde{g}} \tilde{n}_{ig}^b - \left([\tilde{\omega}_{eg}^g \times] + 2[\tilde{\omega}_{ie}^g \times] \right) \tilde{v}_{eg}^g - \tilde{g}^g. \quad (3.94)$$

Якщо з (3.94) відняти алгоритм ідеальної роботи (3.93), отримаємо:

$$\Delta \tilde{n}_{eg}^g = \Delta \tilde{\dot{v}}_{eg}^g = C_b^{\tilde{g}} \tilde{n}_{ig}^b - C_b^g n_{ig}^b - \left([\Delta \omega_{eg}^g \times] + 2[\Delta \omega_{ie}^g \times] \right) v_{eg}^g - \left([\omega_{eg}^g \times] + 2[\omega_{ie}^g \times] \right) \Delta v_{eg}^g - \Delta g^g. \quad (3.95)$$

Положення системи координат \tilde{g} відносно g задається за допомогою кутів α , β , χ і матриці напрямних косинусів $C_g^{\tilde{g}}$ (рис. 3.18, б), звідки отримуємо матричне рівняння, що зв'яже матрицю перетворення в “ідеальному” режимі роботи з розрахунковою матрицею, яка використовується в алгоритмах БІНС [18]:

$$C_g^{\tilde{g}} = C_b^{\tilde{g}} C_g^b. \quad (3.96)$$

При диференціюванні (3.96) за часом отримуємо рівняння $\dot{C}_g^{\tilde{g}} = \dot{C}_b^{\tilde{g}} C_g^b + C_b^{\tilde{g}} \dot{C}_g^b = C_g^{\tilde{g}} [\Delta \omega_{ib}^g \times] - [\Delta \omega_{ig}^g \times] C_g^{\tilde{g}} + C_g^{\tilde{g}} [\omega_{ig}^g \times] - [\omega_{ig}^g \times] C_g^{\tilde{g}}$, яке характеризує динаміку похибок алгоритму орієнтації БІНС при будь-яких значеннях похибок інерціальних сенсорів (в тому числі й МЕМС-сенсорів).

Якщо врахувати (3.95), то з рівняння (3.94) отримаємо

$$\Delta n_{eg}^g = \Delta \dot{v}_{eg}^g = \left(C_g^{\tilde{g}} - E \right) n_{ig}^g + C_g^{\tilde{g}} \Delta n_{ig}^g - \Delta w^g, \quad (3.97)$$



де Δw^g – вектор похибок компенсації швидкісних членів та прискорення сили тяжіння; Δn_{ig}^g – похибки акселерометрів, перераховані до географічної системи координат; E – діагональна одинична матриця з (3.17).

Якщо кути α, β, χ відхилення розрахункової системи координат \tilde{g} від дійсної g (кути Ейлера) мають малі значення (при використанні інерціальних сенсорів на обмеженому інтервалі часу), різницю в дужках у (3.97) можна наближено представити такою косиметричною матрицею з (3.16) [30]:

$$C_{\tilde{g}}^g - E = -[\Psi \times] = - \begin{vmatrix} 0 & -\beta & \alpha \\ \beta & 0 & -\chi \\ -\alpha & \chi & 0 \end{vmatrix},$$

а рівняння (3.97) записати таким чином:

$$\Delta n_{eg}^g = \Delta \dot{v}_{eg}^g = -[\Psi \times] n_{ig}^g + C_{\tilde{g}}^g \Delta n_{ig}^g - \Delta w^g, \quad (3.98)$$

де $\Psi = \begin{vmatrix} \chi & \alpha & \beta \end{vmatrix}^T$ – вектор кінцевого повороту;

$$C_{\tilde{g}}^g = \begin{vmatrix} 1 & \beta & -\alpha \\ -\beta & 1 & \chi \\ \alpha & -\chi & 1 \end{vmatrix}.$$

Знехтувавши похибками компенсації швидкісних членів та прискорення сили тяжіння, отримаємо векторні рівняння похибок БІНС при визначенні швидкості та координат МР:

$$\Delta n_{eg}^g = \Delta \dot{v}_{eg}^g = n_{ig}^g \times \Psi + C_{\tilde{g}}^g \Delta n_{ig}^g; \quad \Delta \dot{r}_{eg}^g = \Delta v_{eg}^g,$$

де $\Delta \dot{r}_{eg}^g$ – вектор похибок БІНС при обчисленні координат.

Блок-схема формування похибок БІНС в географічній системі координат при визначенні параметрів руху мобільного об'єкта наведена на рис. 3.19 (може бути трансформована до будь-якої іншої з розглянутих систем координат) [30].

На рис. 3.19 як $\Delta \Psi = \int_{t_1}^{t_1 + \Delta t} \dot{\Psi} dt - \Psi$ введена зміна вектора кінцевого повороту за наявності похибок гіроскопів $\Delta \omega_{ib}^g$, вираже-



них в проекціях на осі координат g , та похибки визначення кутової швидкості географічної системи координат $\Delta\omega_{ib}^b$, яка характеризує вплив похибок орієнтації на точність визначення лінійних швидкостей та координат місцезнаходження об'єкту, де

$$\dot{\Psi} = \Psi \times \omega_{ig}^g + \Delta\omega_{ig}^g - C_b^g \Delta\omega_{ib}^b - \quad (3.99)$$

векторне рівняння похибок побудови вертикалі та азимутальної похибки, що показує швидкість зміни вектора кінцевого повороту, який характеризує положення системи координат \tilde{g} відносно системи координат g .

Якщо похибки орієнтації розглядати відносно земної та інерціальної систем координат, то (3.99) буде мати такий вигляд:

$$\dot{\Psi} = \Psi \times \omega_{ie}^e - C_b^g \Delta\omega_{ib}^b; \quad \dot{\Psi} = -C_b^i \Delta\omega_{ib}^b. \quad (3.100)$$

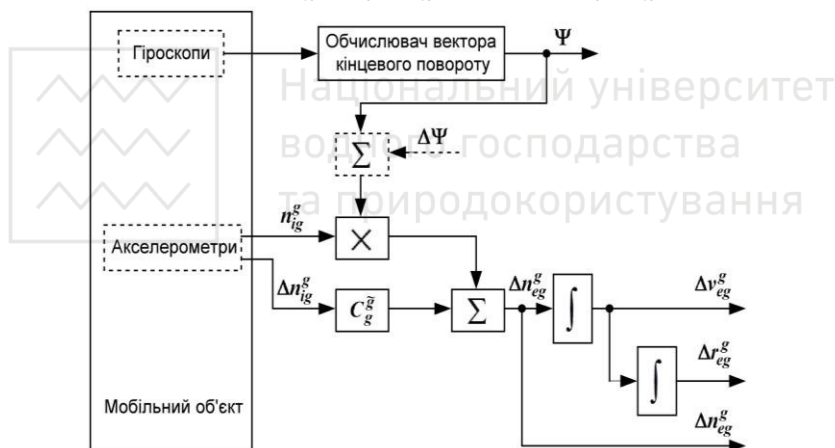


Рис. 3.19. Блок-схема формування похибок БІНС при визначенні параметрів руху мобільного об'єкта

До першого рівняння (3.100) не включено член $\Delta\omega_{ie}^e$, тому що кутову швидкість обертання Землі можна врахувати без похибки. Наявність в блок-схемі вектора кутової швидкості ω_{ig}^g та матриці C_b^g (в рівнянні зміни вектора кінцевого повороту), а також вектора уявного прискорення n_{ig}^g говорить про те, що величина похибок БІНС залежить від динаміки руху МР.



Висновки до розділу 3

1. Представлені математичні моделі MEMС-акселерометра ММА7331LT в різних формах (механічна, електрична в формі передавальної функції та схемотехнічна в формі еквівалентної електричної схеми).

2. Проведені оцінка параметрів електричної моделі (передавальної функції за каналом "прискорення – вихідна напруга") MEMС-акселерометра ММА7331LT та порівняння експериментальної і змодельованої нормованих АЧХ (рис. 3.4), яке доводить адекватність запропонованих моделей.

3. Показано, що використання представлених “індивідуальних” моделей акселерометра ММА7331LT дозволяє підвищити точність визначення величини прискорення з 14% для паспортних даних до 3.5% для “індивідуальних” моделей.

4. Отримано узагальнене рівняння похибок акселерометрів БІНС, складові якого характеризують вплив похибок коефіцієнтів перетворення, неточність установки вимірювальних осей акселерометрів, вплив переносних прискорень на похибки акселерометрів (*size effect*) та зміщення нулів акселерометрів, а також складена блок-схема формування похибок у вихідному сигналі акселерометрів.

5. Проаналізовано складові випадкової похибки акселерометрів (нестабільність нуля, випадкове блукання прискорення, а також обумовлені наявністю білого та марковського шумів) та наведено моделі формування складових випадкової похибки акселерометрів з білого шуму та білої послідовності.

6. Проведено дослідження MEMС-акселерометрів *Gemini CAS211/291* для кожної осі акселерометра з частотою дискретизації 100 Гц, побудовано криві відхилення Алана і визначено значення нестабільності нуля та випадкових блукань швидкості і прискорення для кожної осі та з'ясовано, що у вихідних сигналах акселерометрів відсутній марковський шум, а вісь Z є більш шумною, ніж осі X і Y .

7. Отримано співвідношення, які дозволяють оцінити похибки одноканальної БІНС на короткому часовому інтервалі за значеннями інструментальних похибок інерціальних сенсорів без моделювання алгоритму інерціальної системи.



8. Проведено числові оцінки похибок одноканальної БІНС, реалізованої на інерціальних MEMC-сенсорах низького класу точності, і зроблено висновок, що MEMC-гіроскопи з часом накопичують значно більші похибки визначення кута тангажу, швидкості та координати порівняно з MEMC-акселерометрами приблизно такого самого класу точності.

9. В першому наближенні можна вважати, що похибки визначення кута тангажу, викликані похибками акселерометрів, не впливають на похибки БІНС визначення параметрів орієнтації через наявність в знаменнику співвідношень для їх обчислення радіусу Землі.

10. Встановлено зв'язок варіації Алана з дисперсією похибки оцінювання постійної складової вихідного сигналу інерціального сенсора, отриманої при усередненні. Показано, що за визначених умов варіація Алана збігається з дисперсією похибки оцінювання постійної складової. Це дозволяє за допомогою варіації Алана, нечутливої до наявності постійної складової, оцінювати мінімальне значення дисперсії похибки оцінювання постійної складової методом усереднення та визначати оптимальний час усереднення, що є важливим при калібруванні інерціальних сенсорів.

11. За наведеною методикою, основою на використанні варіації Алана, розроблено та протестовано спеціалізоване програмне забезпечення, яке дозволяє проводити обчислення варіації Алана за результатами обробки високочастотної інформації інерціальних сенсорів (акселерометрів та гіроскопів) при тривалих запусках з подальшою поліноміальною апроксимацією.

12. Проведено оцінки шумових складових вихідних сигналів MEMC акселерометрів типу Gemini CAS211/291 в трьох запусках з подальшим визначенням часу усереднення для кожної осі акселерометра та обчисленням мінімальних дисперсій та СКВ похибок оцінювання постійних складових при їх знаходженні шляхом усереднення. В подальшому при проведенні досліджень точнісних характеристик навігаційних приладів і пристроїв на підприємствах галузі приладобудування пропонується разом з класичними методами статистичної обробки використовувати метод варіації Алана як ефективний спосіб ідентифікації структури шумів в каналі засобу вимірювання.



13. Показано, що за відомими моделями похибок інерціальних сенсорів можна оцінити загальну похибку БІНС або розв'язати зворотну задачу – висунути вимоги до інерціальних сенсорів для забезпечення заданої точності БІНС.

14. Отримано модель похибок БІНС при визначенні швидкості і координат МР, яка є необхідною при розробці структури фільтра Калмана для розв'язання задач комплексування БІНС з іншими навігаційними пристроями.

15. Розроблено узагальнену блок-схему формування похибок БІНС при визначенні параметрів руху об'єкта і доведено, що точність визначення лінійних швидкостей та координат визначається похибками орієнтації, а величина похибок БІНС залежить від динаміки руху об'єкта.

ПЕРЕЛІК ЛІТЕРАТУРИ ДО РОЗДІЛУ 3

1. Алалуев, Р. В. Измерительный модуль микросистемной бесплатформенной инерциальной навигационной системы [Текст] / Р. В. Алалуев, Ю. В. Иванов, В. В. Матвеев, В. А. Орлов, В. Я. Распопов // Нано- и микросистемная техника. – 2007. – № 9. – С. 61-64.

2. Алёшин, Б. С. Ориентация и навигация подвижных объектов: современные информационные технологии [Текст] / Б. С. Алёшин, К. К. Веремеенко, А. И. Черноморский. – М. : Физматлит, 2006. – 424 с. – ISBN 5-9221-0735-6.

3. Анучин, О. Н. Интегрированные системы ориентации и навигации для морских подвижных объектов [Текст] / О. Н. Анучин, Г. И. Емельянцеv. – СПб. : Издательство "Государственный Научный Центр РФ", 1999. – 357 с.

4. Барабанов, О. О. Математические задачи дальномерной навигации [Текст] / О. О. Барабанов, Л. П. Барабанова. – М. : Физматлит, 2007. – 272 с.

5. Бекмачев, А. МЭМС-гироскопы и акселерометры Silicon Sensing: английские традиции, японские технологии [Текст] / А. Бекмачев // Компоненты и технологии. – 2014. – № 4. – С. 18-26.

6. Бранец, В. Н. Введение в теорию бесплатформенных инерциальных навигационных систем [Текст] / В. Н. Бранец, И. П. Шмыглевский. – М. : Наука, 1992. – 280 с.

7. Букингом, М. Шумы в электронных приборах и системах



[Текст] / М. Букингем. – М. : Мир, 1986. – 399 с.

8. Вавилов, В. Д. Интегральные датчики : учебник [Текст] / В. Д. Вавилов. – Н. Новгород : НГТУ, 2003. – 503 с.

9. Волков, В. Л. Обоснование требований к параметрам микромеханического акселерометра [Текст] / В. Л. Волков // Труды НГТУ им. Р. Е. Алексеева. – 2011. – № 2 (87). – С. 288-295.

10. Грановский, В. А. Методы обработки экспериментальных данных при измерениях [Текст] / В. А. Грановский, Т. Н. Сирая. – Ленинград : Энергоатомиздат, 1990. – 288 с.

11. Дьяконов, В. П. Simulink 5/6/7: Самоучитель [Текст] / В. П. Дьяконов. – М. : ДМК Пресс, 2008. – 784 с.

12. Егупов, Н. Д. Методы классической и современной теории автоматического управления: учебник в 5-ти т. Т. 1: Математические модели, динамические характеристики и анализ систем автоматического управления [Текст] / Н. Д. Егупов, К. А. Пупков. – М. : Издательство МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2004. – 656 с.

13. Квасніков, В. П. Математичні моделі MEMS-акселерометра [Текст] / В. П. Квасніков, А. В. Рудик // Вісник Інженерної академії України. – 2016. – № 4. – С. 86-92.

14. Квасніков, В. П. Практична оцінка похибок одноканальної безплатформної інерціальної навігаційної системи на MEMS-сенсорах на короткому часовому інтервалі [Текст] / В. П. Квасніков, А. В. Рудик // Вісник Інженерної академії України. – 2017. – № 1. – С. 190-196.

15. Кробка, Н. И. Дифференциальные методы идентификации структуры шумов гироскопов [Текст] / Н. И. Кробка // Гироскопия и навигация. – 2011. – № 1 (72). – С. 59-77.

16. Кучерков, С. Г. Использование вариации Аллана при исследовании характеристик микромеханического гироскопа [Текст] // С. Г. Кучерков, Д. И. Лычев, А. И. Скалон, Л. А. Чертков // Гироскопия и навигация. – 2003. – №2 (41). – С. 98-104.

17. Матвеев, В. В. Основы построения бесплатформенных инерциальных навигационных систем: учебное пособие [Текст] / В. В. Матвеев, В. Я. Распопов. – С.Пб. : ГНЦ РФ ОАО Концерн ЦНИИ «Электроприбор», 2009. – 280 с.

18. Матвеев, В. В. Инерциальные навигационные системы : учебное пособие [Текст] / В. В. Матвеев. – Тула : Издательство ТулГУ, 2012. – 199 с.



19. Моторин, А. В. Применение методов нелинейной фильтрации в задачах построения моделей ошибок измерителей и погрешностей карты [Текст] / А. В. Моторин, О. А. Степанов, В. А. Васильев, А. Б. Торопов // Материалы XXIX конференции памяти Н. Н. Острякова. – СПб. : ОАО “Концерн «ЦНИИ «Электроприбор»”, 2014. – С. 293-302.

20. Патент №57135 (Україна), МКІ G01R 25/00. Спосіб вимірювання основних параметрів послідовних резонансних контурів [Текст] / А. В. Рудик. – Реєстрац. номер заявки 2000105962. Опубліковано в бюлетені №6 від 16.06.2003.

21. Патент №57836 (Україна), МКІ G01R 25/00. Спосіб вимірювання основних параметрів паралельних резонансних контурів [Текст] / А. В. Рудик. – Реєстрац. номер заявки 2000105975. Опубліковано в бюлетені №7 від 15.07.2003.

22. Перов, А. И. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования [Текст] / А. И. Перов, В. Н. Харисов. – М. : Радиотехника, 2010. – 800 с.

23. Прохоров, С. А. Прикладной анализ случайных процессов [Текст] / С. А. Прохоров, А. В. Графкин, В. В. Графкин, О. А. Дегтярева, А. В. Ивашенко, М. А. Кудрина. – Самара : СНЦ РАН, 2007. – 582 с. – ISBN 978-93424-283-2.

24. Распопов, В. Я. Микромеханические приборы : учебное пособие [Текст] / В. Я. Распопов. – М. : Машиностроение, 2007. – 400 с. – ISBN 5-217-03360-6.

25. Рудик, А. В. Радіоавтоматика. Частина 1. Лінійні системи радіоавтоматики : навчальний посібник [Текст] / А. В. Рудик. – Вінниця : УНІВЕРСУМ–Вінниця, 2001. – 158 с.

26. Рудик, А. В. Вимірювання шумів операційних підсилювачів [Текст] / А. В. Рудик // Сучасні проблеми радіоелектроніки, телекомунікацій та приладобудування. Матеріали 1-ої міжнародної НТК. – Вінниця : ВНТУ, 2005. – С. 14-15.

27. Рудик, А. В. Багатофункціональні сенсори для мобільної робототехніки [Текст] / А. В. Рудик // Вісник Інженерної академії України. – 2016. – №1. – С. 30-36.

28. Рудик, А. В. Методи оцінки просторового положення об'єктів [Текст] / А. В. Рудик // Інтегровані інтелектуальні робототехнічні комплекси (ІРТК-2016). Матеріали 9-ої міжнародної



НПК. – Київ : НАУ, 2016. – С. 31-33.

29. Рудик, А. В. Модель стану безплатформенної інерціальної навігаційної системи [Текст] / А. В. Рудик // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах (ВОТП-2016). Матеріали 16-ої міжнародної НТК. – Одеса : ОНАЗ ім. О. С. Попова, 2016. – С. 150.

30. Рудик, А. В. Математична модель похибок акселерометрів безплатформної інерціальної навігаційної системи [Текст] / А. В. Рудик // Вісник Вінницького політехнічного інституту. – 2017. – № 2. – С. 7-13. (**Index Copernicus, PIIЦ**)

31. Рудик, А. В. Зв'язок точності оцінювання постійної складової похибки MEMS акселерометрів з варіацією Алана [Текст] / А. В. Рудик // Вісник Приазовського державного технічного університету (Маріуполь). – 2017. – №35. – С. 76-80. (**Index Copernicus; PIIЦ; World Cat; BASE; Ulrich's Periodicals Directory; Google Scholar; ResearchBid; DOAJ; CiteFactor; DRJI**)

32. Селезнев, В. П. Навигационные устройства: учебн. пособие [Текст] / В. П. Селезнев. – М. : Машиностроение, 1974. – 600 с.

33. Сирая, Т. Н. Вариация Аллана как оценка погрешности измерения [Текст] / Т. Н. Сирая // Гироскопия и навигация. – 2010. – № 2. – С. 29-36.

34. Степанов, О. А. Применение теории нелинейной фильтрации в задачах обработки навигационной информации [Текст] / О. А. Степанов. – СПб. : ОАО “Концерн «ЦНИИ «Электроприбор»”, 2003. – 369 с.

35. Степанов, О. А. Особенности построения и перспективы развития навигационных инерциально-спутниковых систем [Текст] / О. А. Степанов // Интегрированные инерциально-спутниковые системы навигации: сб. статей докладов. – С.Пб. : ГНЦ РФ ОАО Концерн ЦНИИ «Электроприбор», 2004. – С. 25-43.

36. Степанов, О. А. Основы теории оценивания с приложениями к задачам обработки навигационной информации. Ч. 2. Введение в теорию фильтрации [Текст] / О. А. Степанов. – СПб. : ОАО “Концерн «ЦНИИ «Электроприбор»”, 2012. – 417 с.

37. Тяпкин, В. Н. Методы определения навигационных параметров подвижных средств с использованием спутниковой радионавигационной системы ГЛОНАСС : монография [Текст] / В. Н. Тяпкин, Е. Н. Гарин. – Красноярск : Сибирский федераль-



ний університет, 2012. – 260 с. – ISBN 978-5-7638-2639-5.

38. Фрайден, Дж. Современные датчики. Справочник [Текст] / Дж. Фрайден. – М. : Техносфера, 2005. – 592 с.

39. Grewal, M. S. Global Position Systems, Inertial Navigation and Integration [Text] / M. S. Grewal, L. R. Weill, A. P. Andrews. – John Wiley & Sons, 2001. – 392 p. – Print ISBN 0-471-35032-X.

40. Groves, P. D. Principles of GNSS, Inertial and Multisensor Integrated Navigation Systems [Text] / P. D. Groves. – Artech House, 2008. – 505 p.

41. IEEE Std 952-1997. Standard Specification Format Guide and Test Procedure for Single Axis Interferometric Fiber Optic Gyros [Text]. – Institute of Electrical and Electronics Engineers, 1997. – 77 p.

42. IEEE Std 1431-2004. Standard Specification Format Guide and Test Procedure for Coriolis Vibratory Gyros [Text]. – IEEE, 2004. – 78 p. – ISBN 0-73814-005-8.

43. Rudyk, A. V. Analysis of the errors of MEMS accelerometers by the Allan variation method [Text] / A. V. Rudyk // Вісник Житомирського державного технологічного університету. Серія: Технічні науки. – 2017. – № 1. – С. 100-109. (**World Cat; BASE; Ulrich's Periodicals Directory; Google Scholar; ResearchBid**)

44. Woodman, O. J. An introduction to inertial navigation [Text] / O. J. Woodman // Technical reports published by the University of Cambridge. – 2007. – № 696. – 37 p.

45. Zhang, X. Allan Variance Analysis on Error Characters of MEMS Inertial Sensors for an FPGA-Based GPS/INS System [Text] / X. Zhang, Y. Li, P. Mumford, C. Rizos // Proceeding of the International Symposium on GPS/GNSS. – Tokyo, Japan, 11-14 November 2008. – P. 127-133.

46. Zotov, S. A. Folded MEMS Pyramid Inertial Measurement Unit [Text] / S. A. Zotov, M. C. Rivers, A. A. Trusov, A. M. Shkel // IEEE Sensors Journal. – 2011. – № 11. – P. 2780-2789.

47. ALLAN VARIANCE SOFTWARE: [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://www.alamath.com>. (Дата звернення 15.04.2016).

48. $\pm 4g$, $\pm 12g$ Three Axis Low-g Micromachined Accelerometer MMA7331L Freescale: [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://www.datasheetdir.com>. (Дата звернення: 18.01.2017).



РОЗДІЛ 4. ПРИСТРОЇ ОБРОБКИ СИГНАЛІВ МІКРОМЕХАНІЧНИХ СЕНСОРІВ НАВІГАЦІЙНИХ СИСТЕМ МОБІЛЬНИХ РОБОТІВ

Мікромеханічні сенсори (акселерометри і гіроскопи) часто використовуються в сучасних технічних пристроях різного призначення: від стільникових телефонів до спеціалізованих пристроїв аерокосмічної техніки [1, 5, 8, 9, 18, 19, 45, 47]. При цьому найбільш поширеними для задач мобільної робототехніки є акселерометри та гіроскопи з ємнісними мікромеханічними сенсорами [7, 10, 17].

Реалізація мікромеханічних компонентів з використанням інтегральних технологій приводить до мінімізації ємностей сенсорів та їх зміні при дії лінійних прискорень та кутових швидкостей. Тому основною вимогою, що ставиться до пристроїв обробки сигналів ємнісних сенсорів, є висока чутливість [3, 16, 43].

Важливим аспектом при проектуванні схем з прецизійними ємнісними сенсорами є спосіб підключення сенсора до схеми. Іноді необхідно, щоб сенсор був підключений до пристрою обробки сигналу порівняно довгим кабелем, при цьому завади, що діють на кабель, можуть суттєво спотворити сигнал з сенсора, ємність якого може складати одиниці пФ. Крім того, якщо відстань від сенсора до пристрою обробки сигналу значна, то методи вимірювань, чутливі до ємності з'єднувального кабелю або струмів витоку, можуть виявитися непридатними.

Тому метою четвертого розділу монографії є розробка пристроїв обробки сигналів ємнісних мікромеханічних сенсорів навігаційних систем МР та її відхилення від номінального значення, в яких забезпечується комплексне розв'язання проблеми підвищення чутливості та стійкості до дії шумів.

За результатами досліджень, проведених у даному розділі, авторами опубліковано роботи [13-15, 21-36, 40, 41].

4.1. Пристрої обробки сигналів мікромеханічних сенсорів генераторним нульовим методом

4.1.1. Аналіз методів вимірювання ємності сенсора

Зазвичай вимірювання ємності проводиться при подачі на



електроди ємнісного сенсора сигналу збудження, а зміна ємності сенсора перетворюється у зміну напруги, струму, частоти або тривалості імпульсів. Відомо декілька типових методів вимірювання ємності [10]. Згідно прямого методу конденсатор спочатку заряджається від джерела струму протягом деякого часу, а потім вимірюється напруга на конденсаторі. Однак такий метод потребує наявності прецизійного джерела малого струму та вимірювача напруги з високоімпедансним входом.

За другим методом ємність входить до складу часозадавального RC-кола генератора, при цьому вимірюються стала часу, період або частота коливань. Даний метод простий, однак не забезпечує потрібної точності.

Наступний метод полягає у вимірюванні імпедансу конденсатора на змінному струмі при підключенні джерела синусоїдального сигналу (при цьому вимірюються напруга та струм через конденсатор, метод амперметра-вольтметра). При використанні чотирипровідного логометричного підключення (при якому вимірюється співвідношення імпедансів) та синхронного детектора можна отримати порівняно високу точність, однак така схема є складною.

Одним з найбільш поширених методів вимірювання ємності прецизійного сенсора з малою величиною ємності є використання зарядового підсилювача, який перетворює співвідношення вимірюваної та опорної ємностей в напругу (рис. 4.1). Такі схеми поставляються у вигляді спеціалізованих мікросхем і мають високу чутливість. Однак підсилювачі заряду також мають високу чутливість до шумів, що суттєво обмежує характеристики пристроїв обробки на їх основі [30].

У всіх описаних методах ємність спочатку перетворюється в напругу, яка потім перетворюється в цифровий код за допомогою прецизійного аналого-цифрового перетворювача (АЦП). Представлення сигналів у цифровій формі має суттєву перевагу, навіть якщо в кінцевому результаті потрібний аналоговий сигнал у вигляді напруги або струму в діапазоні (4...20) мА, яка полягає в тому, що лінеаризацію сигналу сенсора, температурну компенсацію та калібрування значно простіше виконувати в цифровій формі, ніж в аналоговій.

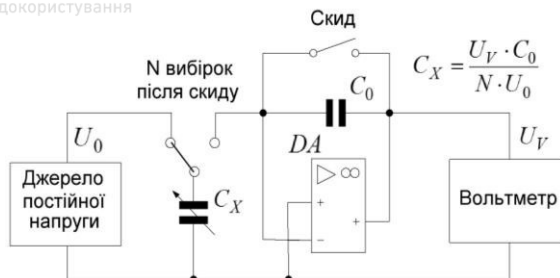


Рис. 4.1. Структурна схема методу вимірювання ємності, оснований на використанні зарядового підсилювача

4.1.2. Аналогові пристрої обробки сигналів MEMC-сенсорів на основі генераторного нульового методу вимірювання

Генераторний нульовий метод полягає у виділенні різницевої частоти сигналів, що формуються двома ідентичними генераторами гармонічних сигналів, в частотозадавальні кола яких включені ємності MEMC-сенсорів (вимірювальні конденсатори 1 та 2 на рис. 4.2 [32]), що протифазно змінюються при дії лінійного прискорення (у мікроакселерометрі) або кутової швидкості (у мікрогіроскопі).

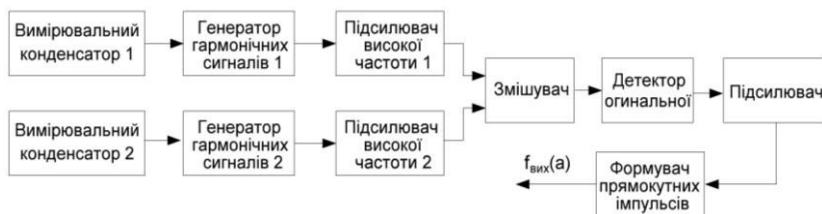


Рис. 4.2. Структурна схема пристрою обробки сигналів ємнісних сенсорів

Вихідні гармонічні сигнали генераторів подаються на змішувач, на виході якого формується сигнал биттів з різницевою частотою сигналів вимірювальних генераторів, що визначається різницею ємностей MEMC-сенсора. Сигнал биттів з виходу змішувача подається на детектор оригінальної, що виділяє оригінальну сигналу, яка підсилюється лінійним підсилювачем і подається на



формував вихідних прямокутних імпульсів відповідної частоти для наступної цифрової обробки.

Для оцінки ефективності даного методу розроблено ряд пристроїв обробки сигналів ємнісних MEMС-сенсорів. Електрична схема одного з таких пристроїв, реалізована за структурною схемою рис. 4.2, наведена на рис. 4.3 [31].

Генератори гармонічних сигналів реалізовані на елементах C1-C8, R1-R8, DA1, DA2, підсилювачі високої частоти – на елементах C9-C12, R9-R14, DA3, DA4, змішувач – на елементах C13, R15-R20, DA5, VT1, Bat1, а детектор огинальної – на елементах C14-C16, R21-R23, DA6. Лінійний підсилювач реалізовано на інверторі DD1 та резисторах від’ємного зворотного зв’язку R24 і R25. Формувач вихідних прямокутних імпульсів реалізовано на інверторі DD2.

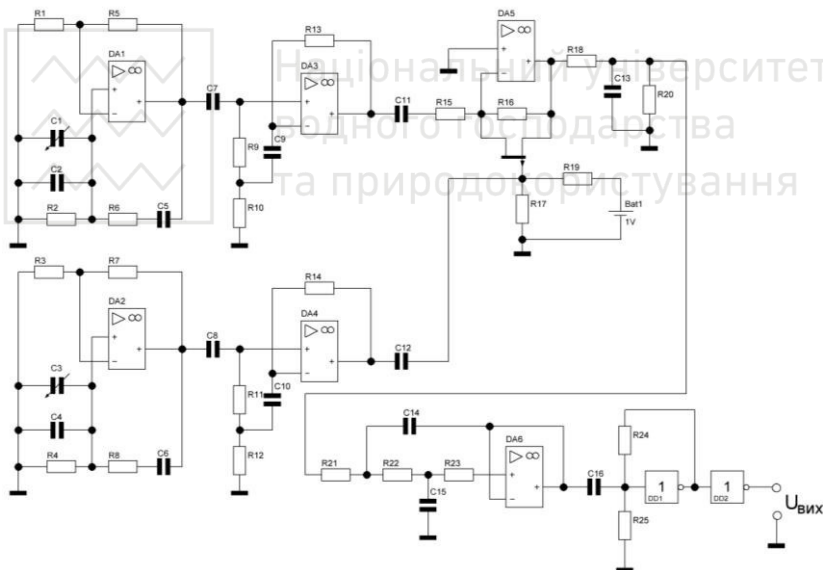


Рис. 4.3. Електрична схема пристрою обробки сигналів ємнісних MEMС-сенсорів

На рис. 4.4 наведено результати моделювання пристрою обробки сигналів ємнісних MEMС-сенсорів, реалізованого за схемою рис. 4.3.

Різницевий принцип формування вихідного сигналу забезпе-



чує високу чутливість пристрою без використання зарядових підсилювачів, що дозволяє підвищити стійкість системи до шумів. Використання для формування вихідних імпульсів двох ідентичних генераторів забезпечує часткову компенсацію температурних змін вихідної частоти, розширюючи діапазон робочих температур пристрою. Однак використання RC-генераторів гармонічних коливань, аналогових схем змішувача, детектора огиначної та підсилювача створює складності для інтегрального виконання такого пристрою на напівпровідниковому кристалі мікросхеми разом з блоками наступної цифрової обробки.

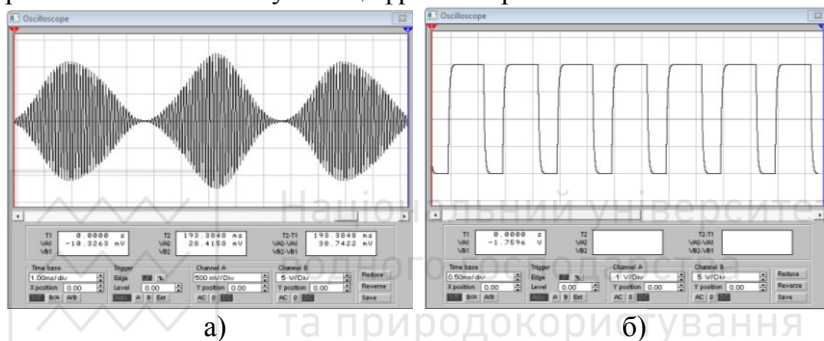


Рис. 4.4. Часові діаграми пристрою обробки сигналів ємнісних MEMC-сенсорів: вихідні сигнали змішувача (а) та формувача прямокутних імпульсів (б)

4.1.3. Цифровий пристрій обробки сигналів MEMC-сенсорів на основі генераторного нульового методу вимірювання

Для розв'язання цієї проблеми при проведенні досліджень розроблено варіант реалізації пристрою обробки сигналів ємнісних MEMC-сенсорів на основі цифрових логічних елементів, структурна схема якого наведена на рис. 4.5.

В такій схемі [31] використовуються два генератори прямокутних імпульсів з вимірювальними конденсаторами у частото-задавальних колах. Вихідні імпульси генераторів подаються на входи логічного елементу ВИКЛЮЧНЕ АБО (XOR1), при цьому на виході елементу формується послідовність прямокутних імпульсів, шпаруватість яких буде періодично змінюватися з часом



з частотою, що дорівнює різниці частот генераторів прямокутних імпульсів $f_x = f_2 - f_1$ і пропорційною різниці ємностей вимірювальних конденсаторів MEMC-сенсора ΔC :

$$f_x \approx f_0 \cdot \frac{\Delta C}{C_0}, \quad (4.1)$$

де f_0 та C_0 – відповідно частота генератора прямокутних імпульсів і ємність вимірювальних конденсаторів за відсутності входної (збуджувальної) дії.

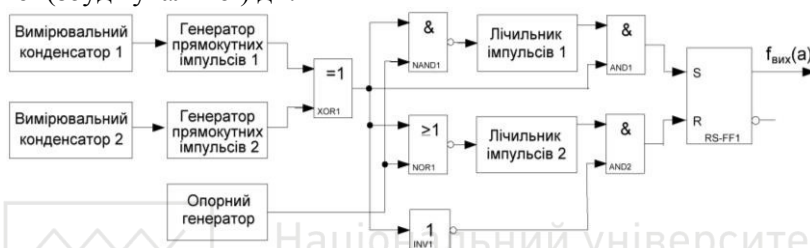


Рис. 4.5. Структурна схема цифрового пристрою обробки сигналів ємнісних MEMC-сенсорів

На основі генератора опорної частоти, логічних елементів І-НІ (NAND1) та АБО-НІ (NOR1), інвертора (INV1), першого та другого лічильників імпульсів розрядністю n , двох схем збігу або логічних елементів І (AND1 та AND2), а також RS-тригера (RS-FF1) реалізований формувач вихідних прямокутних імпульсів з частотою слідування $f_{вих} = f_x$, пропорційною зміні ΔC ємностей MEMC-сенсора. Частота імпульсів опорного генератора визначається як $f_{on} \approx 2^n \cdot f_0$, а чутливість пристрою – виразом

$$\frac{df_x}{d(\Delta C)} = \frac{f_0}{C_0} \sim \frac{1}{C_0^2}. \quad (4.2)$$

Таким чином, в результаті використання різницевого принципу формування вихідного сигналу зменшення ємності конденсаторів MEMC-сенсора забезпечує квадратичне збільшення чутливості пристрою, а нечутливість до шумів, обумовлена використанням тільки цифрових елементів дворівневої логіки, дозволяє значно зменшити порогове значення вимірюваної ємності. Максимально допустимий рівень завади (або шуму) є різницею



між мінімально допустимим рівнем напруги логічної одиниці та максимально допустимим рівнем напруги логічного нуля (для поширеної логіки ТТЛ $U_{3,\max} = U_{\min}^1 - U_{\max}^0 = 2.4 - 0.8 = 1.6 \text{ В}$).

Використання двох ідентичних імпульсних генераторів і різницевого принципу формування вихідного сигналу забезпечують високу стабільність роботи пристрою при дії дестабілізуючих факторів. Так, коефіцієнт температурної нестабільності вихідної різницевої частоти $K_{T.f_x}$ можна наближено визначити як

$$K_{T.f_x} \approx K_T \cdot \frac{\Delta C}{C_0}, \quad (4.3)$$

де K_T – коефіцієнт температурної нестабільності генераторів.

З (4.3) нестабільність вихідної частоти у $\Delta C/C_0$ разів менше нестабільності частот генераторів, що забезпечує зменшення похибки перетворення ємності в частоту, обумовлену нестабільностями окремих елементів перетворювача.

4.1.4. Лінійний широкодіапазонний перетворювач частота – напруга

Для подальшого перетворення може використовуватися схема, мінімальна з точки зору кількості компонентів (рис. 4.6), вихідна напруга якої пропорційна частоті вхідного сигналу. При цьому тільки чотири елементи схеми (C1, R3, R4 і DA2) повинні мати високу температурну стабільність. Такий перетворювач забезпечує достатню лінійність в діапазоні частот до 1 МГц [31].

Середній струм $I_{\text{сер}}$, що витікає з виводу живлення операційного підсилювача DA1, лінійно залежить від частоти, з якою конденсатор C2 розряджається в підсумовувальну точку операційного підсилювача. Протікаючи через опір зворотного зв'язку $R_3 + R_4 = 13.3 \text{ кОм}$, струм утворює пропорційний спад напруги

$$U_{\text{вих}} = -U_{\text{ж}} C_2 f_{\text{вх}} (R_3 + R_4), \quad (4.4)$$

де $f_{\text{вх}}$ – частота вхідного сигналу.

Такий перетворювач має бути відкалібрований за допомогою підстроювального резистора. Конденсатори C2 та C3 згладжують викиди, що виникають при швидкому перемиканні опера-



ційних підсилювачів. При використанні елементів з вказаними на рис. 4.6 номіналами зміна вихідної напруги складає (0...10) В для входніх сигналів з частотою (0...10) кГц. При розширенні діапазону робочих частот доведеться враховувати споживаний струм операційних підсилювачів, пропорційний частоті (при розрахунках додається до струму розряду конденсатора).

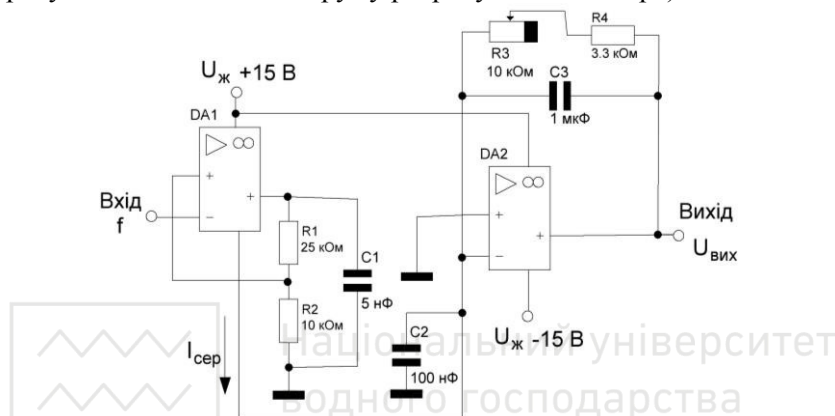


Рис. 4.6. Електрична схема перетворювача частота – напруга

Враховуючи, що в одному корпусі мікросхеми знаходиться декілька операційних підсилювачів (зазвичай до 6), можна реалізувати суматор частот. Підключивши конденсатор до виходу кожного інвертора і подавши на кожний вхід сигнали з різними частотами, отримаємо вихідну напругу, пропорційну сумі частот:

$$U_{вих} = -U_{ж} (R_3 + R_4) (C_1 f_1 + C_2 f_2 + \dots + C_6 f_6).$$

Розширити можливості схеми можна, якщо з'єднати паралельно декілька інверторів. При вказаних на схемі номіналах компонентів в діапазоні частот від 0 до 10 кГц нелінійність перетворювача не перевищує 0.4%.

4.2. Пристрої вимірювання параметрів мікромеханічних сенсорів на основі амплітудно-фазового методу

4.2.1. Реалізація амплітудно-фазового методу для вимірювання параметрів мікромеханічних сенсорів

В п. 3.1.3 автором запропоновано експериментально визна-



чати параметри еквівалентної схеми МЕМС-акселерометра, заданої у вигляді послідовного або паралельного резонансних контурів. Однак при вимірюванні таких параметрів резонансних контурів, як резонансна частота, добротність, характеристичний опір, ємність, смуга пропускання та ін., виникають труднощі. Проведений аналіз методів вимірювання за величиною добротності, показав, що існуючі методи (резонансні, мостові та ін.) мають значну похибку і не дозволяють в достатній мірі автоматизувати процес вимірювання. Тому постає задача розробки нових пристроїв вимірювання параметрів мікромеханічних сенсорів [21].

Одним з основних параметрів мікромеханічного ємнісного сенсора є добротність, яка зв'язана з смугою пропускання, характеристичним опором та ємністю і є відношенням характеристичного опору ρ до опору втрат r_K : $Q = \rho / r_K$.

Для реалізації амплітудно-фазового методу вимірювання параметрів ємнісних МЕМС-сенсорів необхідно забезпечити вимірювання фазового зсуву між двома електричними напругами – на деякому зразковому елементі та власне резонансному контури, а також вимірювання відношення амплітуд цих напруг [22].

Проаналізуємо наявність взаємозв'язку між параметрами ємнісного МЕМС сенсора та фазовим зсувом і відношенням амплітуд напруг на зразковому елементі та ємнісному МЕМС-сенсорі. Розглянемо окремо вимірювання основних параметрів ємнісних МЕМС-сенсорів, заданих еквівалентними схемами у вигляді послідовного та паралельного резонансних контурів.

Для розв'язання такої задачі при вимірюванні параметрів ємнісних МЕМС-сенсорів з еквівалентною схемою у вигляді паралельного резонансного контуру пропонується використовувати вимірювальний перетворювач (рис. 4.7, а), до складу якого входять зразковий резистор R_0 та власне паралельний резонансний контур, де L , C та $r_K = r_L + r_C$ – відповідно індуктивність, ємність та активний опір еквівалентної схеми сенсора. Проаналізувавши еквівалентну схему такого перетворювача (рис. 4.7, а), знайдемо комплексні напруги \dot{U}_1 та \dot{U}_2 [28]:



$$\dot{U}_1 = \frac{\dot{U}_{\text{вх}} R_0}{R_0 + \dot{Z}_{K1}} = \frac{U_{\text{вх}} R_0 \sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2}}{\sqrt{(R_0 + \rho Q)^2 + R_0^2 Q^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2}} \times$$

$$\times e^{i \left\{ \varphi_{\text{вх}} + \arctg Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) - \arctg \frac{R_0 Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)}{R_0 + \rho Q} \right\}};$$

$$\dot{U}_2 = \frac{\dot{U}_{\text{вх}} \dot{Z}_{K1}}{R_0 + \dot{Z}_{K1}} = \frac{U_{\text{вх}} \rho Q \cdot e^{i \left\{ \varphi_{\text{вх}} - \arctg \frac{R_0 Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)}{R_0 + \rho Q} \right\}}}{\sqrt{(R_0 + \rho Q)^2 + R_0^2 Q^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2}}, \quad (4.6)$$

де $\dot{Z}_{K1} = \frac{\rho Q}{1 + i Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)}$ – комплексний опір паралельного резонансного контуру;

$\dot{U}_{\text{вх}} = U_{\text{вх}} e^{i \varphi_{\text{вх}}}$ – комплексна вхідна напруга вимірювального перетворювача.

Фазовий зсув між напругами \dot{U}_1 та \dot{U}_2 дорівнює [22]

$$\varphi_1 = \arg\{\dot{U}_1\} - \arg\{\dot{U}_2\} = \arctg Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) = \arctg Q \frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega_0 \omega}, \quad (4.7)$$

а відношення амплітуд комплексних напруг визначається співвідношенням

$$A_1 = \frac{|\dot{U}_2|}{|\dot{U}_1|} = \frac{\rho Q}{R_0 \sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2}}. \quad (4.8)$$

З (4.7) виходить, що для знаходження добротності вимірювання необхідно проводити на двох частотах, при цьому частоти



ω_1 та ω_2 мають знаходитись поблизу резонансної частоти ω_0 для забезпечення виконання умови $|\varphi_{1.1(1.2)}| \leq 70^\circ$. Тоді $\operatorname{tg} \varphi_{1.1} = Q \frac{\omega_1^2 - \omega_0^2}{\omega_1 \omega_0}$ та $\operatorname{tg} \varphi_{1.2} = Q \frac{\omega_2^2 - \omega_0^2}{\omega_2 \omega_0}$, де $\varphi_{1.1}$ та $\varphi_{1.2}$ – відповідно результати вимірювання фазового зсуву між комплексними напругами \dot{U}_1 та \dot{U}_2 на частотах ω_1 та ω_2 . Розв'язавши сумісно два останні рівняння, отримаємо [25]:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{\omega_1 \omega_2 (\omega_2 \operatorname{tg} \varphi_{1.1} - \omega_1 \operatorname{tg} \varphi_{1.2})}{\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_{1.1} - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_{1.2}}}; \quad (4.9)$$

$$Q = \frac{\sqrt{\omega_1 \omega_2 (\omega_2 \operatorname{tg} \varphi_{1.1} - \omega_1 \operatorname{tg} \varphi_{1.2}) (\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_{1.1} - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_{1.2})}}{\omega_1^2 - \omega_2^2}. \quad (4.10)$$

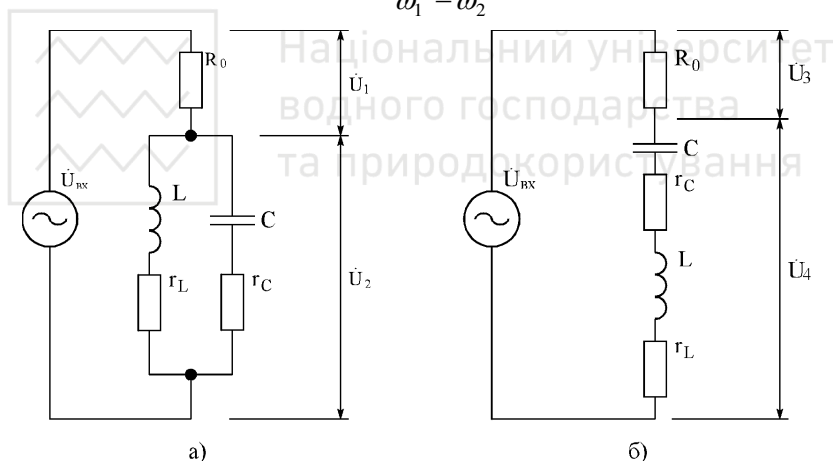


Рис. 4.7. Еквівалентні схеми вимірювальних перетворювачів для вимірювання параметрів ємнісних МЕМС-сенсорів, заданих еквівалентними схемами паралельного (а) та послідовного (б) резонансних контурів

Таким чином, для знаходження резонансної частоти ω_0 та добротності Q ємнісного МЕМС-сенсора, заданого еквівалентною схемою паралельного резонансного контуру, необхідно виміряти значення частот ω_1 та ω_2 , що знаходяться поблизу резо-



нансної частоти ω_0 , а також значення фазового зсуву між напру-
гами \dot{U}_1 та \dot{U}_2 на цих частотах.

Для того, щоб виміряти такі параметри ємнісного МЕМС-
сенсора, заданого еквівалентною схемою паралельного резонанс-
ного контуру, як характеристичний опір, індуктивність, ємність
та ін., необхідно провести вимірювання відношення амплітуд
комплексних напруг \dot{U}_1 та \dot{U}_2 . Розглянемо результат вимірю-
вання відношення амплітуд комплексних напруг на частоті ω_1 :

$$A_{1.1} = \frac{\rho Q}{R_0 \sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{\omega_1}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_1} \right)^2}} = \frac{\rho Q}{R_0 \sqrt{1 + tg^2 \varphi_{1.1}}} = \frac{\rho Q \cos \varphi_{1.1}}{R_0}. \quad (4.11)$$

Використовуючи (4.11), знайдемо характеристичний опір
 ρ , індуктивність L , ємність C , активний опір r_K , коефіцієнт
затухання α , смугу пропускання $2\Delta\omega$ і еквівалентний резонанс-
ний опір R_{EP} еквівалентної схеми ємнісного МЕМС-сенсора [15]:

$$\rho = \frac{A_{1.1} R_0}{Q \cos \varphi_{1.1}} = \frac{A_{1.1} R_0 (\omega_1^2 - \omega_2^2)}{\cos \varphi_{1.1} \sqrt{\omega_1 \omega_2 (\omega_2 tg \varphi_{1.1} - \omega_1 tg \varphi_{1.2}) (\omega_1 tg \varphi_{1.1} - \omega_2 tg \varphi_{1.2})}}; \quad (4.12)$$

$$L = \frac{\rho}{\omega_0} = \frac{A_{1.1} R_0 (\omega_1^2 - \omega_2^2)}{\omega_1 \omega_2 (\omega_2 tg \varphi_{1.1} - \omega_1 tg \varphi_{1.2}) \cos \varphi_{1.1}}; \quad (4.13)$$

$$C = \frac{1}{\omega_0 \rho} = \frac{(\omega_1 tg \varphi_{1.1} - \omega_2 tg \varphi_{1.2}) \cos \varphi_{1.1}}{A_{1.1} R_0 (\omega_1^2 - \omega_2^2)}; \quad (4.14)$$

$$r_K = \frac{\rho}{Q} = \frac{A_{1.1} R_0 (\omega_1^2 - \omega_2^2)^2}{\omega_1 \omega_2 (\omega_2 tg \varphi_{1.1} - \omega_1 tg \varphi_{1.2}) (\omega_1 tg \varphi_{1.1} - \omega_2 tg \varphi_{1.2}) \cos \varphi_{1.1}}; \quad (4.15)$$

$$\alpha = \frac{r_K}{2L} = \frac{\omega_0}{2Q} = \frac{\omega_1^2 - \omega_2^2}{2(\omega_1 tg \varphi_{1.1} - \omega_2 tg \varphi_{1.2})}; \quad (4.16)$$

$$2\Delta\omega = \frac{\omega_0}{Q} = 2\alpha = \frac{\omega_1^2 - \omega_2^2}{\omega_1 tg \varphi_{1.1} - \omega_2 tg \varphi_{1.2}}; \quad (4.17)$$



$$R_{EP} = \rho Q = \frac{A_{1.1} R_0}{\cos \varphi_{1.1}}. \quad (4.18)$$

Таким чином, знайти параметри еквівалентної схеми ємнісного МЕМС-сенсора, заданого еквівалентною схемою паралельного резонансного контуру, можна, вимірюючи фазові зсуви $\varphi_{1.1}$ та $\varphi_{1.2}$ між комплексними напругами \dot{U}_1 та \dot{U}_2 на частотах ω_1 та ω_2 і значення цих частот (при цьому значення фазових зсувів на цих частотах за модулем не мають бути більшими 70° для забезпечення достатньої точності вимірювань), та відношення амплітуд комплексних напруг на частоті, наприклад, ω_1 , тобто $A_{1.1}$.

При визначенні параметрів еквівалентної схеми ємнісного МЕМС-сенсора, заданого еквівалентною схемою послідовного резонансного контуру використовується вимірювальний перетворювач (рис. 4.7, б), до складу якого, як і в попередньому випадку, входять зразковий резистор R_0 і власне резонансний контур. З аналізу схеми (рис. 4.7, б) знайдемо напруги \dot{U}_3 та \dot{U}_4 :

$$\dot{U}_3 = \frac{\dot{U}_{ex} R_0}{R_0 + \dot{Z}_{K2}} = \frac{U_{ex} R_0}{\sqrt{(R_0 + r_K)^2 + \rho^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2}} \times e^{i \left\{ \varphi_{ex} - \arctg \frac{\rho \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)}{R_0 + r_K} \right\}}; \quad (4.19)$$

$$\dot{U}_4 = \frac{U_{ex} r_K \sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2}}{\sqrt{(R_0 + r_K)^2 + \rho^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2}} \times e^{i \left\{ \varphi_{ex} + \arctg Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) - \arctg \frac{\rho \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)}{R_0 + r_K} \right\}}, \quad (4.20)$$

де $\dot{Z}_{K2} = r_K \left[1 + i Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \right]$ — опір послідовного резонансного



контур.

Фазовий зсув між напругами \dot{U}_4 та \dot{U}_3 дорівнює

$$\varphi_2 = \arg\{\dot{U}_4\} - \arg\{\dot{U}_3\} = \arctg Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) = \arctg Q \frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega_0 \omega}, \quad (4.21)$$

а відношення амплітуд комплексних напруг визначається як

$$A_2 = \frac{|\dot{U}_4|}{|\dot{U}_3|} = \frac{r_K}{R_0} \sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2}. \quad (4.22)$$

Проаналізувавши (4.21), можна зробити висновок, що воно повністю аналогічне (4.7), тобто резонансна частота ω_0 і добротність Q послідовного резонансного контуру визначаються такими самими співвідношеннями, що і для паралельного резонансного контуру (формули (4.9) та (4.10)). Однак у (4.9) та (4.10) позначення $\varphi_{1.1}$ і $\varphi_{1.2}$ потрібно замінити на $\varphi_{2.1}$ та $\varphi_{2.2}$, де $\varphi_{2.1}$ та $\varphi_{2.2}$ – результати вимірювання фазового зсуву між напругами \dot{U}_4 та \dot{U}_3 на частотах ω_1 та ω_2 . Для визначення параметрів еквівалентної схеми послідовного резонансного контуру (характеристичний опір, ємність, індуктивність та ін.) необхідно провести вимірювання відношення амплітуд напруг \dot{U}_4 і \dot{U}_3 на частоті ω_1 :

$$A_{2.1} = \frac{r_K}{R_0} \sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{\omega_1}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_1} \right)^2} = \frac{r_K}{R_0} \sqrt{1 + tg^2 \varphi_{2.1}} = \frac{r_K}{R_0 \cos \varphi_{2.1}}. \quad (4.23)$$

Використовуючи (4.23), знайдемо активний r_K , характеристичний ρ та еквівалентний резонансний R_{EP} опори, індуктивність L , ємність C , коефіцієнт згасання α і смугу пропускання $2\Delta\omega$ еквівалентної схеми ємнісного МЕМС-сенсора, заданого еквівалентною схемою послідовного резонансного контуру [13]:

$$r_K = A_{2.1} R_0 \cos \varphi_{2.1}; \quad (4.24)$$

$$\rho = r_K Q = \frac{A_{2.1} R_0 \cos \varphi_{2.1} \sqrt{\omega_1 \omega_2 (\omega_2 tg \varphi_{2.1} - \omega_1 tg \varphi_{2.2}) (\omega_1 tg \varphi_{2.1} - \omega_2 tg \varphi_{2.2})}}{\omega_1^2 - \omega_2^2}; \quad (4.25)$$



$$R_{EP} = r_K = A_{2,1} R_0 \cos \varphi_{2,1}; \quad (4.26)$$

$$L = \frac{\rho}{\omega_0} = \frac{A_{2,1} R_0 (\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_{2,1} - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_{2,2}) \cos \varphi_{2,1}}{\omega_1^2 - \omega_2^2}; \quad (4.27)$$

$$C = \frac{1}{\omega_0 \rho} = \frac{\omega_1^2 - \omega_2^2}{A_{2,1} R_0 \omega_1 \omega_2 (\omega_2 \operatorname{tg} \varphi_{2,1} - \omega_1 \operatorname{tg} \varphi_{2,2}) \cos \varphi_{2,1}}; \quad (4.28)$$

$$\alpha = \frac{r_K}{2L} = \frac{\omega_0}{2Q} = \frac{\omega_1^2 - \omega_2^2}{2(\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_{2,1} - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_{2,2})}; \quad (4.29)$$

$$2\Delta\omega = \frac{\omega_0}{Q} = 2\alpha = \frac{\omega_1^2 - \omega_2^2}{\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_{2,1} - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_{2,2}}. \quad (4.30)$$

Порівнявши співвідношення (4.16) і (4.17) та (4.29) і (4.30), можна зробити висновок, що коефіцієнт згасання та смуга пропускання для еквівалентних схем послідовних та паралельних резонансних контурів визначаються однаково. Це пояснюється тим, що послідовні та паралельні резонансні контури описуються однаковими фазочастотними характеристиками.

Таким чином, в результаті проведеного аналізу еквівалентних схем вимірювальних перетворювачів для визначення параметрів еквівалентних схем ємнісного MEMC-сенсора, заданого еквівалентною схемою паралельного (рис. 4.7, а) та послідовного (рис. 4.7, б) резонансних контурів, отримано співвідношення (4.9), (4.10), (4.12)÷(4.18) та (4.24)÷(4.30), за якими можна розрахувати параметри еквівалентної схеми такого сенсора.

4.2.2. Реалізація амплітудно-фазового методу для вимірювання параметрів високочастотних мікромеханічних сенсорів

При визначенні еквівалентних параметрів високочастотних ємнісних MEMC-сенсорів їх власна резонансна частота може бути доволі великою, що потребує наявності широкодіапазонного генератора електричних коливань. Тому в даному випадку при реалізації амплітудно-фазового методу вимірювання пропонується штучно зменшувати власну резонансну частоту сенсора – для еквівалентної схеми сенсора, заданої паралельним резонансним



контуром, підключенням паралельно до контуру зразкового ємнісного елементу, а для еквівалентної схеми сенсора, заданої послідовним резонансним контуром, – підключенням послідовно до контуру зразкового індуктивного елементу. При цьому параметри зразкових елементів вважаємо відомими.

В даному випадку в роботі [23] пропонується використовувати вимірювальний перетворювач (рис. 4.8), до складу якого входять зразковий резистор R_0 , резонансний контур, де L , C та $r_K = r_L + r_C$ – відповідно індуктивність, ємність та активний опір контуру, а також зразкові конденсатор з ємністю C_0 і активним опором r_{C_0} та котушка індуктивності з індуктивністю L_0 і активним опором r_{L_0} .

Для спрощення аналізу введемо позначення (рис. 4.8, б), характерні для зведення двох паралельно включених ємностей до однієї еквівалентної [27]:

$$C_{екв} = C + C_0; \quad r_{C_{екв}} = \frac{r_C C + r_{C_0} C_0}{C + C_0}. \quad (4.31)$$

За еквівалентною схемою вимірювального перетворювача (рис. 4.8, б) [27] знаходимо напруги \dot{U}_1 та \dot{U}_2 , які за формою повністю збігаються з співвідношеннями (4.5) і (4.6), однак відрізняються тим, що в них введено такі позначення:

$$\omega_{0_{екв}} = \frac{1}{\sqrt{LC_{екв}}} = \frac{1}{\sqrt{L(C + C_0)}} = \frac{\omega_0}{\sqrt{1 + C_0/C}} = \omega_0 \sqrt{\frac{C}{C + C_0}} < \omega_0 -$$

еквівалентна резонансна частота паралельного резонансного ко-

нтуру; $\dot{Z}_{K1_{екв}} = \frac{\rho_{екв} Q_{екв}}{1 + i Q_{екв} \left(\frac{\omega}{\omega_{0_{екв}}} - \frac{\omega_{0_{екв}}}{\omega} \right)}$ – комплексний опір пара-

лельного резонансного контуру; $Q_{екв} = \frac{\rho_{екв}}{r_{екв}}$ – еквівалентна

добротність резонансного контуру; $\rho_{екв} = \omega_{0_{екв}} L = \frac{1}{\omega_{0_{екв}} (C + C_0)} =$



$$= \sqrt{\frac{L}{C + C_0}} - \text{еквівалентний характеристичний опір резонансного}$$

контуру; $r_{екв} = r_L + r_{C_{екв}}$ – еквівалентний опір втрат паралельного резонансного контуру; $\dot{U}_{вх} = U_{вх} e^{i\varphi_{вх}}$ – вхідна напруга вимірювального перетворювача.

Фазовий зсув між комплексними напругами \dot{U}_1 та \dot{U}_2 і відношення їх амплітуд визначаються співвідношеннями (4.7) та (4.8), а значення еквівалентних резонансної частоти і добротності – співвідношеннями (4.9) та (4.10).

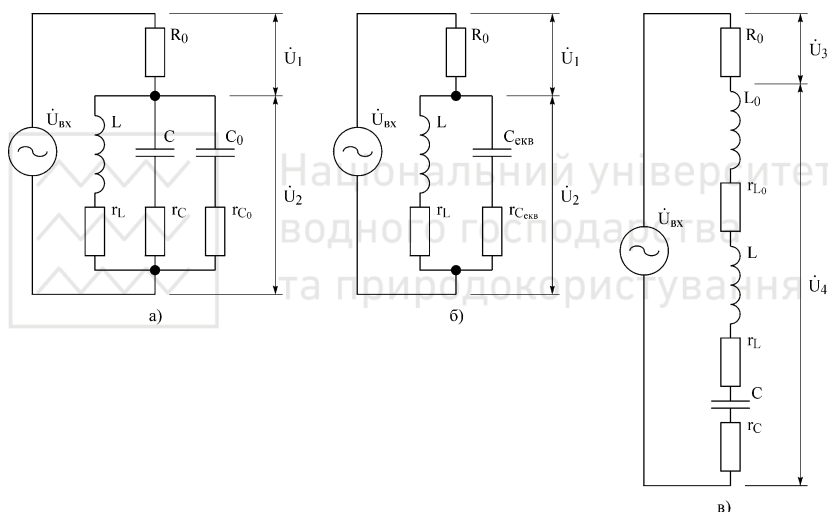


Рис. 4.8. Еквівалентні схеми вимірювальних перетворювачів для вимірювання параметрів високочастотних ємнісних МЕМС-сенсорів, заданих еквівалентними схемами паралельного (а, б) та послідовного (в) резонансних контурів

Для знаходження параметрів високочастотного ємнісного МЕМС-сенсора, заданого еквівалентною схемою паралельного резонансного контуру, необхідно виміряти фазові зсуви $\varphi_{1,1}$ та $\varphi_{1,2}$ між комплексними напругами \dot{U}_1 та \dot{U}_2 на частотах ω_1 та ω_2 і значення цих частот (при цьому значення фазових зсувів на цих частотах за модулем не має бути більшими 70°), а також від-



ношення амплітуд комплексних напруг на одній з цих частот, наприклад, ω_1 , тобто $A_{1.1}$:

$$L = \frac{\rho_{екв}}{\omega_{0екв}} = \frac{A_{1.1}R_0(\omega_1^2 - \omega_2^2)}{\omega_1\omega_2(\omega_2 \operatorname{tg} \varphi_{1.1} - \omega_1 \operatorname{tg} \varphi_{1.2})\cos \varphi_{1.1}}; \quad (4.32)$$

$$C = \frac{1}{\omega_{0екв} \rho_{екв}} - C_0 = \frac{(\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_{1.1} - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_{1.2})\cos \varphi_{1.1}}{A_{1.1}R_0(\omega_1^2 - \omega_2^2)} - C_0; \quad (4.33)$$

$$r_K = \frac{A_{1.1}R_0(\omega_1^2 - \omega_2^2)^2}{\omega_1\omega_2(\omega_2 \operatorname{tg} \varphi_{1.1} - \omega_1 \operatorname{tg} \varphi_{1.2})(\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_{1.1} - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_{1.2})\cos \varphi_{1.1}} + \frac{C_0(r_C - r_{C_0})}{C + C_0}; \quad (4.34)$$

$$\omega_0 = \omega_{0екв} \sqrt{1 + \frac{C_0}{C}} = \sqrt{\frac{\omega_1\omega_2(\omega_2 \operatorname{tg} \varphi_{1.1} - \omega_1 \operatorname{tg} \varphi_{1.2})\cos \varphi_{1.1}}{(\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_{1.1} - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_{1.2})\cos \varphi_{1.1} - A_{1.1}R_0C_0(\omega_1^2 - \omega_2^2)}}; \quad (4.35)$$

$$\rho = \frac{A_{1.1}R_0(\omega_1^2 - \omega_2^2)}{\sqrt{\omega_1\omega_2(\omega_2 \operatorname{tg} \varphi_{1.1} - \omega_1 \operatorname{tg} \varphi_{1.2})[(\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_{1.1} - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_{1.2})\cos \varphi_{1.1} - A_{1.1}R_0C_0(\omega_1^2 - \omega_2^2)]}}; \quad (4.36)$$

$$Q = \frac{\rho}{r_K} = \frac{\omega_0 L}{r_{Kекв} + \frac{C_0(r_C - r_{C_0})}{C + C_0}} = \frac{\omega_0 L(C + C_0)}{r_{Kекв}(C + C_0) + C_0(r_C - r_{C_0})}; \quad (4.37)$$

$$\alpha = \frac{\omega_0}{2Q} = \frac{r_K}{2L} = \frac{\omega_1\omega_2(\omega_2 \operatorname{tg} \varphi_{1.1} - \omega_1 \operatorname{tg} \varphi_{1.2})\cos \varphi_{1.1}}{2A_{1.1}R_0(\omega_1^2 - \omega_2^2)} \left(r_{Kекв} + \frac{C_0(r_C - r_{C_0})}{C + C_0} \right); \quad (4.38)$$

$$2\Delta\omega = \frac{\omega_0}{Q} = 2\alpha = \frac{\omega_1\omega_2(\omega_2 \operatorname{tg} \varphi_{1.1} - \omega_1 \operatorname{tg} \varphi_{1.2})\cos \varphi_{1.1}}{A_{1.1}R_0(\omega_1^2 - \omega_2^2)} \left(r_{Kекв} + \frac{C_0(r_C - r_{C_0})}{C + C_0} \right); \quad (4.39)$$

$$R_{EP} = \rho Q = \frac{\rho^2}{r_K} = \frac{(\omega_0 L)^2}{r_{Kекв} + \frac{C_0(r_C - r_{C_0})}{C + C_0}} = \frac{\omega_0^2 L^2 (C + C_0)}{r_{Kекв}(C + C_0) + C_0(r_C - r_{C_0})}. \quad (4.40)$$

Якщо параметри високочастотного ємнісного МЕМС-сенсора задані еквівалентною схемою послідовного резонансного кон-



туру, то пропонується використовувати вимірювальний перетворювач (рис. 4.8, в), до складу якого, як і в попередньому випадку, входять зразковий резистор R_0 , власне послідовний резонансний контур, а також зразкова котушка індуктивності з індуктивністю L_0 та активним опором втрат r_{L_0} . Для спрощення аналізу введемо позначення (рис. 4.8, в), які характерні для зведення двох індуктивностей з втратами, включеними послідовно, до однієї еквівалентної індуктивності з втратами:

$$L_{екв} = L + L_0; \quad r_{L_{екв}} = r_L + r_{L_0}. \quad (4.41)$$

За еквівалентною схемою вимірювального перетворювача (рис. 4.8, в) знаходимо напруги \dot{U}_3 та \dot{U}_4 , які за формою повністю збігаються з співвідношеннями (4.19) та (4.20), однак відрізняються тим, що в них введено такі позначення:

$$\dot{Z}_{K2екв} = r_{K2екв} \left[1 + i Q_{екв} \left(\frac{\omega}{\omega_{0екв}} - \frac{\omega_{0екв}}{\omega} \right) \right] - \text{еквівалентний комплекс-}$$

ний опір послідовного резонансного контуру;

$$\rho_{екв} = \omega_{0екв} (L + L_0) = \frac{1}{\omega_{0екв} C} = \sqrt{\frac{L + L_0}{C}} - \text{еквівалентний характе-}$$

ристичний опір резонансного контуру; $Q_{екв} = \frac{\rho_{екв}}{r_{екв}}$ – еквівалентна

добротність резонансного контуру; $r_{екв} = r_{L_{екв}} + r_C = r_L + r_{L_0} + r_C$ – еквівалентний опір втрат послідовного резонансного контуру;

$$\omega_{0екв} = \frac{1}{\sqrt{L_{екв} C}} = \frac{1}{\sqrt{(L + L_0) C}} = \frac{\omega_0}{\sqrt{1 + \frac{L_0}{L}}} = \omega_0 \sqrt{\frac{L}{L + L_0}} < \omega_0 - \text{екві-}$$

валентна резонансна частота контуру.

Фазовий зсув між напругами \dot{U}_1 та \dot{U}_2 і відношення їх амплітуд визначаються виразами (4.7) та (4.8), а значення еквівалентних резонансної частоти і добротності – формулами (4.9) і (4.10).

Для знаходження параметрів високочастотного ємнісного МЕМС-сенсора, заданого еквівалентною схемою послідовного резонансного контуру, необхідно виміряти фазові зсуви $\varphi_{2,1}$ та



$\varphi_{2,2}$ між комплексними напругами \dot{U}_3 та \dot{U}_4 на частотах ω_1 та ω_2 і значення цих частот, а також відношення амплітуд комплексних напруг на одній з цих частот, наприклад, ω_1 , тобто $A_{2,1}$:

$$r_K = R_{EP} = r_{K_{екв}} - r_{L_0} = A_{2,1} R_0 \cos \varphi_{2,1} - r_{L_0}; \quad (4.42)$$

$$C = \frac{1}{\omega_{0_{екв}} \rho_{екв}} = \frac{\omega_1^2 - \omega_2^2}{A_{2,1} R_0 \omega_1 \omega_2 (\omega_2 \operatorname{tg} \varphi_{2,1} - \omega_1 \operatorname{tg} \varphi_{2,2}) \cos \varphi_{2,1}}; \quad (4.43)$$

$$L = \frac{1}{\omega_{0_{екв}}^2 C} - L_0 = \frac{A_{2,1} R_0 (\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_{2,1} - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_{2,2}) \cos \varphi_{2,1}}{\omega_1^2 - \omega_2^2} - L_0; \quad (4.44)$$

$$\omega_0 = \omega_{0_{екв}} \sqrt{1 + \frac{L_0}{L}} = \sqrt{\frac{A_{2,1} R_0 \omega_1 \omega_2 (\omega_2 \operatorname{tg} \varphi_{2,1} - \omega_1 \operatorname{tg} \varphi_{2,2}) \cos \varphi_{2,1}}{A_{2,1} R_0 (\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_{2,1} - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_{2,2}) \cos \varphi_{2,1} - L_0 (\omega_1^2 - \omega_2^2)}}; \quad (4.45)$$

$$\rho = \frac{A_{2,1} R_0 \sqrt{\omega_1 \omega_2 (\omega_2 \operatorname{tg} \varphi_{2,1} - \omega_1 \operatorname{tg} \varphi_{2,2}) \cos \varphi_{2,1} \left[(\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_{2,1} - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_{2,2}) \cos \varphi_{2,1} - \frac{L_0 (\omega_1^2 - \omega_2^2)}{A_{2,1} R_0} \right]}}{\omega_1^2 - \omega_2^2}; \quad (4.46)$$

$$Q = \frac{A_{2,1} R_0 \sqrt{\omega_1 \omega_2 (\omega_2 \operatorname{tg} \varphi_{2,1} - \omega_1 \operatorname{tg} \varphi_{2,2}) \cos \varphi_{2,1} \left[(\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_{2,1} - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_{2,2}) \cos \varphi_{2,1} - \frac{L_0 (\omega_1^2 - \omega_2^2)}{A_{2,1} R_0} \right]}}{(A_{2,1} R_0 \cos \varphi_{2,1} - r_{L_0}) (\omega_1^2 - \omega_2^2)}; \quad (4.47)$$

$$\alpha = \frac{\omega_0}{2Q} = \frac{r_K}{2L} = \frac{A_{2,1} R_0 \cos \varphi_{2,1} - r_{L_0}}{2 \left(\frac{A_{2,1} R_0 (\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_{2,1} - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_{2,2}) \cos \varphi_{2,1}}{\omega_1^2 - \omega_2^2} - L_0 \right)} =$$

$$= \frac{0.5 (A_{2,1} R_0 \cos \varphi_{2,1} - r_{L_0}) (\omega_1^2 - \omega_2^2)}{A_{2,1} R_0 (\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_{2,1} - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_{2,2}) \cos \varphi_{2,1} - L_0 (\omega_1^2 - \omega_2^2)};$$

$$2\Delta\omega = \frac{\omega_0}{Q} = \frac{r_K}{L} = 2\alpha = \frac{0.5 (A_{2,1} R_0 \cos \varphi_{2,1} - r_{L_0}) (\omega_1^2 - \omega_2^2)}{A_{2,1} R_0 (\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_{2,1} - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_{2,2}) \cos \varphi_{2,1} - L_0 (\omega_1^2 - \omega_2^2)}. \quad (4.49)$$

Таким чином, в результаті проведеного аналізу еквівалентних схем вимірвальних перетворювачів для вимірювання пара-



метрів високочастотних ємнісних МЕМС-сенсорів, заданих еквівалентними схемами паралельного (рис. 4.8, а, б) і послідовного (рис. 4.8, в) резонансних контурів, отримано співвідношення $(4.32) \div (4.40)$ та $(4.42) \div (4.49)$, за якими можна розрахувати основні параметри еквівалентних схем таких сенсорів.

4.2.3. Реалізація амплітудно-фазового методу для вимірювання параметрів високочастотних мікромеханічних сенсорів

В даному пункті розглядається вимірювання параметрів еквівалентної схеми мікромеханічних сенсорів з малими активними втратами та вузькою смугою пропускання, що потребує проведення дуже точних вимірювань. Тому при реалізації амплітудно-фазового методу вимірювання параметрів високочастотних мікромеханічних сенсорів, заданих еквівалентною схемою резонансного контуру, пропонується штучно зменшувати добротність контуру – для паралельного резонансного контуру підключенням паралельно до контуру зразкового резистора [24], а для послідовного резонансного контуру – підключенням зразкового резистора послідовно до контуру. При цьому опір зразкового резистора відомий.

В даному випадку в роботі [36] пропонується використовувати вимірювальний перетворювач (рис. 4.9), до складу якого входять зразковий резистор R_0 , резонансний контур, де L , C та $r_k = r_L + r_C$ – індуктивність, ємність і активний опір контуру, а також зразковий резистор R_1 . Якщо внести зразковий резистор до паралельного резонансного контуру, отримаємо еквівалентну схему вимірювального перетворювача, наведену на рис. 4.9, б.

За еквівалентною схемою вимірювального перетворювача (рис. 4.9, б) знаходимо напруги \dot{U}_1 та \dot{U}_2 , які за формою повністю збігаються з співвідношеннями (4.5) та (4.6), однак відрізняються тим, що в них введено наступні позначення:

$$\dot{Z}_{K1екв} = \frac{\rho Q_{екв}}{1 + i Q_{екв} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)} - \text{комплексний опір паралельного}$$



резонансного контуру; $r_{екв} = r_L + r_C + r_{BH} = r_K + r_{BH} = r_K + \rho^2 / R_1$ – еквівалентний опір втрат паралельного резонансного контуру; $Q_{екв} = \rho / r_{екв}$ – еквівалентна добротність контуру.

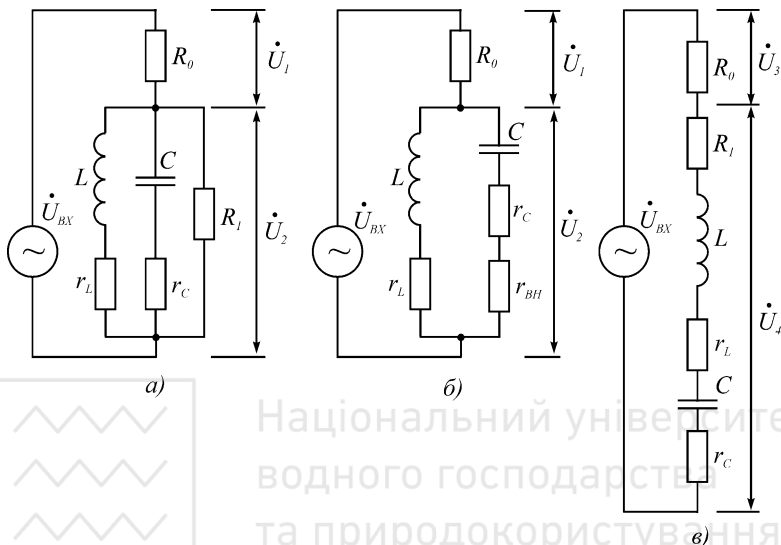


Рис. 4.9. Еквівалентні схеми вимірювальних перетворювачів для вимірювання параметрів високодобротних ємнісних MEMC-сенсорів, заданих еквівалентними схемами паралельного (а, б) та послідовного (в) резонансних контурів

Фазовий зсув між напругами \dot{U}_1 та \dot{U}_2 і відношення їх амплітуд визначаються виразами (4.7) та (4.8), а значення резонансної частоти і еквівалентної добротності – формулами (4.9) і (4.10).

Для знаходження параметрів високодобротного ємнісного MEMC-сенсора, заданого еквівалентною схемою паралельного резонансного контуру, необхідно виміряти фазові зсуви $\varphi_{1.1}$ і $\varphi_{1.2}$ між комплексними напругами \dot{U}_1 та \dot{U}_2 на частотах ω_1 та ω_2 і значення цих частот (при цьому значення фазових зсувів на цих частотах за модулем не має бути більшими 70°), а також відношення амплітуд комплексних напруг на одній з цих частот, наприклад, ω_1 , тобто $A_{1.1}$ (при цьому характеристичний опір ρ , індуктивність L та ємність C визначаються за (4.12)÷(4.14)):



$$r_{екв} = \frac{A_{1.1}R_0}{Q_{екв}^2 \cos \varphi_{1.1}} = \frac{A_{1.1}R_0(\omega_1^2 - \omega_2^2)^2}{\omega_1\omega_2(\omega_2 \operatorname{tg} \varphi_{1.1} - \omega_1 \operatorname{tg} \varphi_{1.2})(\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_{1.1} - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_{1.2}) \cos \varphi_{1.1}}; \quad (4.50)$$

$$r_{BH} = \frac{\rho^2}{R_1} = \frac{A_{1.1}^2 R_0^2 (\omega_1^2 - \omega_2^2)^2}{R_1 \omega_1 \omega_2 (\omega_2 \operatorname{tg} \varphi_{1.1} - \omega_1 \operatorname{tg} \varphi_{1.2})(\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_{1.1} - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_{1.2}) \cos^2 \varphi_{1.1}}; \quad (4.51)$$

$$r_K = r_{екв} - r_{BH} = \frac{r_{екв}(R_1 \cos \varphi_{1.1} - A_{1.1}R_0)}{R_1 \cos \varphi_{1.1}} = r_{екв} \left(1 - \frac{A_{1.1}R_0}{R_1 \cos \varphi_{1.1}} \right); \quad (4.52)$$

$$Q = \frac{\rho}{r_K} = \frac{R_1 \cos \varphi_{1.1} \sqrt{\omega_1 \omega_2 (\omega_2 \operatorname{tg} \varphi_{1.1} - \omega_1 \operatorname{tg} \varphi_{1.2})(\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_{1.1} - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_{1.2})}}{(R_1 \cos \varphi_{1.1} - A_{1.1}R_0)(\omega_1^2 - \omega_2^2)}; \quad (4.53)$$

$$\alpha = \frac{\omega_0}{2Q} = \frac{r_K}{2L} = \frac{(R_1 \cos \varphi_{1.1} - A_{1.1}R_0)(\omega_1^2 - \omega_2^2)}{2R_1(\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_{1.1} - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_{1.2}) \cos \varphi_{1.1}} = \left(1 - \frac{A_{1.1}R_0}{R_1 \cos \varphi_{1.1}} \right) \cdot \frac{\omega_1^2 - \omega_2^2}{2(\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_{1.1} - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_{1.2})}; \quad (4.54)$$

$$2\Delta\omega = \frac{\omega_0}{Q} = 2\alpha = \left(1 - \frac{A_{1.1}R_0}{R_1 \cos \varphi_{1.1}} \right) \cdot \frac{\omega_1^2 - \omega_2^2}{\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_{1.1} - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_{1.2}}; \quad (4.55)$$

$$R_{EP} = \rho Q = \frac{\rho^2}{r_K} = \frac{A_{1.1}R_0R_1}{R_1 \cos \varphi_{1.1} - A_{1.1}R_0}. \quad (4.56)$$

Якщо параметри високочастотного ємнісного МЕМС-сенсора задані еквівалентною схемою послідовного резонансного контуру, то пропонується використовувати вимірювальний перетворювач (рис. 4.9, в), до складу якого, як і в попередньому випадку, входять зразковий резистор R_0 , власне послідовний резонансний контур, а також зразковий резистор R_1 , включений послідовно з резонансним контуром.

За еквівалентною схемою вимірювального перетворювача (рис. 4.8, в) знаходимо напруги \dot{U}_3 та \dot{U}_4 , які за формою повніс-



тю збігаються з співвідношеннями (4.19) та (4.20), однак відрізняються тим, що в них введено такі позначення:

$$\dot{Z}_{K2_{екв}} = r_{екв} \left[1 + i Q_{екв} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \right] - \text{еквівалентний комплексний}$$

опір послідовного контуру; $Q_{екв} = \frac{\rho}{r_{екв}} = \frac{\omega_0 L}{r_{екв}}$ – еквівалентна доб-

ротність резонансного контуру; $r_{екв} = r_L + r_C + R_1 = r_K + R_1$ – еквівалентний опір втрат контуру.

Фазовий зсув між напругами \dot{U}_3 та \dot{U}_4 і відношення їх амплітуд визначаються виразами (4.7) та (4.8), а значення резонансної частоти і еквівалентної добротності – формулами (4.9) і (4.10).

Для знаходження параметрів високочастотного ємнісного МЕМС-сенсора, заданого еквівалентною схемою послідовного резонансного контуру, необхідно виміряти фазові зсуви $\varphi_{2,1}$ і $\varphi_{2,2}$ між комплексними напругами \dot{U}_3 та \dot{U}_4 на частотах ω_1 та ω_2 і значення цих частот, а також відношення амплітуд комплексних напруг на одній з цих частот, наприклад, ω_1 , тобто $A_{2,1}$ (при цьому характеристичний опір ρ , індуктивність L та ємність C визначаються за співвідношеннями (4.25), (4.27) та (4.28)):

$$R_{EP} = r_K = A_{2,1} R_0 \cos \varphi_{2,1} - R_1; \quad (4.57)$$

$$Q = \frac{Q_{екв} r_{екв}}{r_K} = \frac{Q_{екв}}{1 - \frac{R_1}{A_{2,1} R_0 \cos \varphi_{2,1}}} = \frac{A_{2,1} R_0 \cos \varphi_{2,1} \sqrt{\omega_1 \omega_2 (\omega_2 \operatorname{tg} \varphi_{2,1} - \omega_1 \operatorname{tg} \varphi_{2,2}) (\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_{2,1} - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_{2,2})}}{(A_{2,1} R_0 \cos \varphi_{2,1} - R_1) (\omega_1^2 - \omega_2^2)}; \quad (4.58)$$

$$\alpha = \frac{\omega_0}{2Q} = \frac{r_K}{2L} = \left(1 - \frac{R_1}{A_{2,1} R_0 \cos \varphi_{2,1}} \right) \cdot \frac{\omega_1^2 - \omega_2^2}{2(\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_{2,1} - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_{2,2})}; \quad (4.59)$$

$$2\Delta\omega = \frac{\omega_0}{Q} = \frac{r_K}{L} = 2\alpha = \left(1 - \frac{R_1}{A_{2,1} R_0 \cos \varphi_{2,1}} \right) \cdot \frac{\omega_1^2 - \omega_2^2}{\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_{2,1} - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_{2,2}}. \quad (4.60)$$



Порівнявши співвідношення (4.54) і (4.55) та (4.59) і (4.60), можна зробити висновок, що коефіцієнт затухання і смуга пропускання для вимірювальних перетворювачів рис. 4.9 визначаються однаково. Це пояснюється тим, що послідовні та паралельні резонансні контури описуються однаковими ФЧХ.

Таким чином, в результаті проведеного аналізу еквівалентних схем вимірювальних перетворювачів для вимірювання параметрів високодобротних ємнісних МЕМС-сенсорів, заданих еквівалентними схемами паралельного (рис. 4.9, а, б) і послідовного (рис. 4.9, в) резонансних контурів, отримано співвідношення $(4.50) \div (4.56)$ та $(4.57) \div (4.60)$, за якими можна розрахувати основні параметри еквівалентних схем таких сенсорів.

4.2.4. Реалізація вимірювача відношення амплітуд сигналів на основі фазочастотного методу вимірювання

В роботі [29] запропоновано розвиток фазочастотного методу вимірювання амплітуди змінної напруги синусоїдальної форми, згідно з яким часовий інтервал τ (рис. 4.10) визначається часовими моментами переходу гармонічного сигналу з періодом T через рівні $+U_0$ і $-U_0$ опорної напруги, та отримано формулу для амплітуди напруги з перетворенням в часовий інтервал:

$$U_m = U_0 \operatorname{cosec} \left(\frac{\pi \tau}{T} \right) = \frac{U_0}{\sin \left(\frac{\pi \tau}{T} \right)}. \quad (4.61)$$

Похибка вимірювання амплітуди змінної напруги синусоїдальної форми U_m визначається похибкою задавання опорної напруги U_0 , похибкою вимірювання часового інтервалу τ та нелінійною залежністю між U_m та U_0 .

Дану методику можна використовувати для вимірювання відношення амплітуд змінних напруг синусоїдальної форми (рис. 4.11). В цьому випадку у вимірювальному пристрої (рис. 4.12) компаратори формують імпульси тривалістю $T/2 + \tau_1$ і $T/2 + \tau_2$, при цьому менша тривалість імпульсу відповідає більшій амплітуді напруги (на рис. 4.11 $\Delta t_1 = T/2 + \tau_1$, $\Delta t_2 = T/2 + \tau_2$).

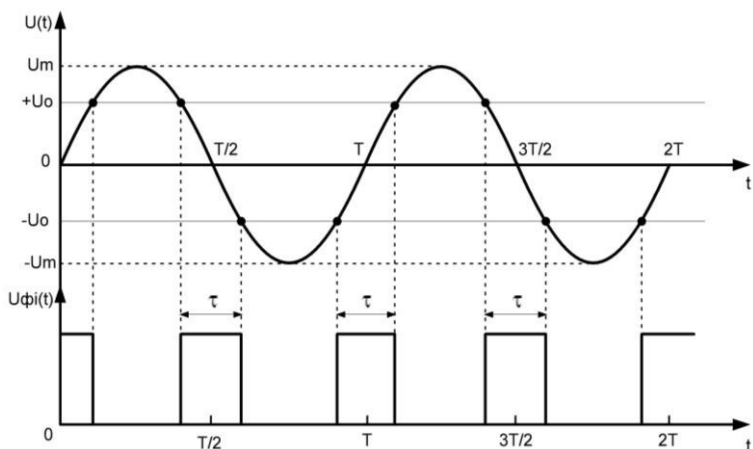


Рис. 4.10. Часові діаграми роботи пристрою для реалізації фазо-частотного методу вимірювання амплітуди змінної напруги синусоїдальної форми

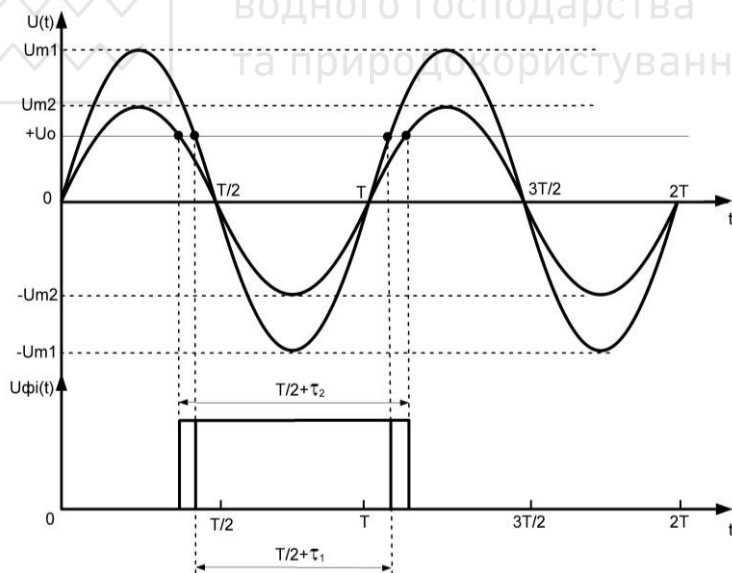


Рис. 4.11. Часові діаграми роботи пристрою для реалізації фазо-частотного методу вимірювання відношення амплітуд змінних напруг синусоїдальної форми

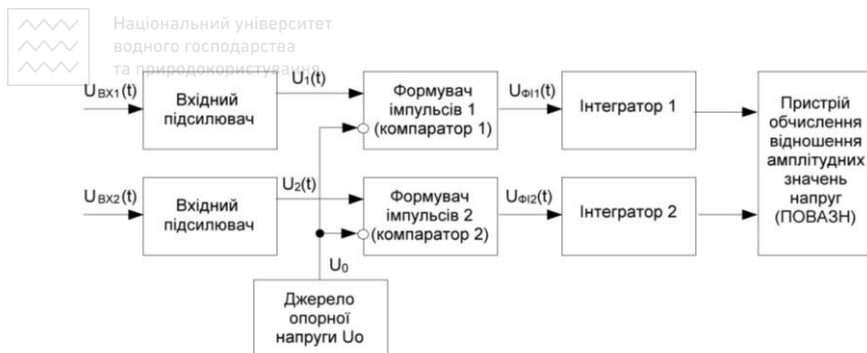


Рис. 4.12. Структурна схема пристрою для реалізації фазочастотного методу вимірювання відношення амплітуд змінних напруг синусоїдальної форми

Зв'язок між амплітудами змінних напруг синусоїдальної форми та значенням опорної напруги буде пропорційним тривалості часових інтервалів τ_1 і τ_2 :

$$U_0 = -U_{m1} \cos\left(\frac{\pi\Delta t_1}{T}\right) = -U_{m2} \cos\left(\frac{\pi\Delta t_2}{T}\right). \quad (4.62)$$

З (4.62) відношення амплітуд змінних напруг синусоїдальної форми [29]:

$$\frac{U_{m1}}{U_{m2}} = \frac{\cos\left(\frac{\pi\Delta t_2}{T}\right)}{\cos\left(\frac{\pi\Delta t_1}{T}\right)} = \frac{\sin\left(\frac{\pi\tau_2}{T}\right)}{\sin\left(\frac{\pi\tau_1}{T}\right)}. \quad (4.63)$$

Таким чином, відношення амплітуд змінних напруг синусоїдальної форми перетворюється у відношення постійних напруг (вихідних напруг інтеграторів), пропорційних тривалості часових інтервалів Δt_1 і Δt_2 . Похибка вимірювання відношення амплітуд в пристрої рис. 4.12 буде визначатися в основному точністю вимірювання (або перетворення) часових інтервалів Δt_1 і Δt_2 .

4.2.5. Аналіз точності амплітудно-фазового методу вимірювання параметрів еквівалентної схеми мікромеханічного сенсора

Аналізуючи співвідношення, за якими визначаються параметри еквівалентних схем ємнісних МЕМС-сенсорів за допомогою



вимірювальних перетворювачів (рис. 4.7 ÷ рис. 4.9), можна зробити висновок, що точність вимірювань залежить від чотирьох факторів: точності зразкових елементів (прецизійних еталонних

активних опорів R_0 і R_1 , конденсатора $\dot{Z}_{C_0} = r_{C_0} + \frac{1}{i\omega C_0}$ та ко-

тушки індуктивності $\dot{Z}_{L_0} = r_{L_0} + i\omega L_0$), точності задавання або вимірювання циклічної частоти генератора вхідного сигналу, а також точності вимірювання фазового зсуву між вихідними сигналами вимірювального перетворювача і відношення їх амплітуд.

На сучасній прецизійній елементній базі забезпечення необхідної точності опорів R_0 і R_1 є можливим, тому що існують прецизійні резистори, точність яких складає 0.01% та вище. Точність реактивних елементів приблизно на порядок нижча, однак в будь-якому разі не гірше 0.1%. Тому неточність зразкових елементів фактично не приводить до виникнення суттєвої помилки.

Іншим параметром, який впливає на точність вимірювання, є циклічна частота ω вхідної напруги вимірювального перетворювача. Враховуючи, що $\omega = 2\pi f$, частоту f можна виміряти, перетворивши її у часовий інтервал, вимірювання якого здійснюється з досить високою точністю (для частотомірів відносна похибка вимірювання менше 0.05%, тобто необхідна точність також забезпечується). Тому основним є забезпечення точності вимірювання фазового зсуву між вихідними сигналами вимірювального перетворювача та відношення амплітуд цих сигналів.

Проаналізуємо точність визначення резонансної частоти та смуги пропускання за співвідношеннями (4.9) та (4.17). Для цих випадків середньоквадратичні відносні похибки вимірювання визначаються такими співвідношеннями [26, 28]:

$$\delta_{\omega_0} = \frac{\sqrt{\left(\frac{\partial \omega_0}{\partial \varphi_1} \sigma_{\varphi}\right)^2 + \left(\frac{\partial \omega_0}{\partial \varphi_2} \sigma_{\varphi}\right)^2}}{\omega_{0екв}} = \quad (4.64)$$

$$= \frac{(\omega_1^2 - \omega_2^2) \sqrt{\sin^2 2\varphi_1 + \sin^2 2\varphi_2}}{2(\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_1 - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_2)(\omega_2 \operatorname{tg} \varphi_1 - \omega_1 \operatorname{tg} \varphi_2) \cos^2 \varphi_1 \cos^2 \varphi_2} \sigma_{\varphi};$$



$$\delta_{2\Delta\omega} = \frac{\sqrt{\omega_1^2 \cos^4 \varphi_2 + \omega_2^2 \cos^4 \varphi_1}}{(\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_1 - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_2) \cos^2 \varphi_1 \cos^2 \varphi_2} \sigma_\varphi, \quad (4.65)$$

де σ_φ – СКВ відносної похибки вимірювання кута фазового зсуву фазометром.

На рис. 4.13 наведені середньоквадратичні відносні похибки визначення резонансної частоти та смуги пропускання амплітудно-фазовим методом при $\sigma_\varphi = 1\%$. Від СКВ відносної похибки вимірювання кута фазового зсуву фазометром розглянуті похибки залежать лінійно, тому зміна σ_φ приводить до пропорційної зміни даних похибок. При розрахунках введено два безрозмірних частотних коефіцієнти $k_1 = \omega_1/\omega_0$ та $k_2 = \omega_2/\omega_0$, використання яких дозволяє оцінити похибки без прив'язки до діапазону робочих частот ємнісного МЕМС-сенсора.

Аналіз поверхонь, наведених на рис. 4.13, дозволяє зробити такі висновки:

- при визначенні резонансної частоти амплітудно-фазовим методом для підвищення точності вимірювань бажано наближати значення частот ω_1 і ω_2 , на яких проводяться вимірювання, до резонансної частоти ω_0 (при $\omega_1 = 0.9\omega_0$ і $\omega_2 = 1.1\omega_0$ $\delta_{\omega_0} \approx 0.25\sigma_\varphi$, а при $\omega_1 = 0.6\omega_0$ та $\omega_2 = 1.5\omega_0$ $\delta_{\omega_0} = 1.7\sigma_\varphi$ (рис. 4.13, б));

- при визначенні смуги пропускання амплітудно-фазовим методом для підвищення точності вимірювань бажано вибирати значення частот ω_1 та ω_2 з розрахунку $\omega_2 - \omega_1 \approx (0.4 \div 0.6)\omega_0$ (при $\omega_1 = 0.9\omega_0$ та $\omega_2 = 1.1\omega_0$ $\delta_{2\Delta\omega} \approx 2.1\sigma_\varphi$, а при $\omega_1 = 0.75\omega_0$ та $\omega_2 = 1.25\omega_0$ $\delta_{2\Delta\omega} = 1.45\sigma_\varphi$ (рис. 4.13, г));

- частоти ω_1 і ω_2 мають знаходитись на відносно лінійній ділянці ФЧХ, тобто при проведенні вимірювань має забезпечуватися виконання умови $|\varphi_{1(2)}| \leq 70^\circ$.

На основі розроблених вимірювальних перетворювачів (ВП) (рис. 4.7 – рис. 4.9) для вимірювання параметрів ємнісних МЕМС-сенсорів, заданих еквівалентними схемами резонансних конту-



рів, пропонується структурна схема амплітудно-фазового вимірювача, наведена на рис. 4.14 [14, 23], який складається з генератора змінної частоти 1, ВП 2, частотоміра 3, фазометра 4, вимірювача відношення амплітуд 5 і пристрою обчислення та управління (ПОУ) 6.

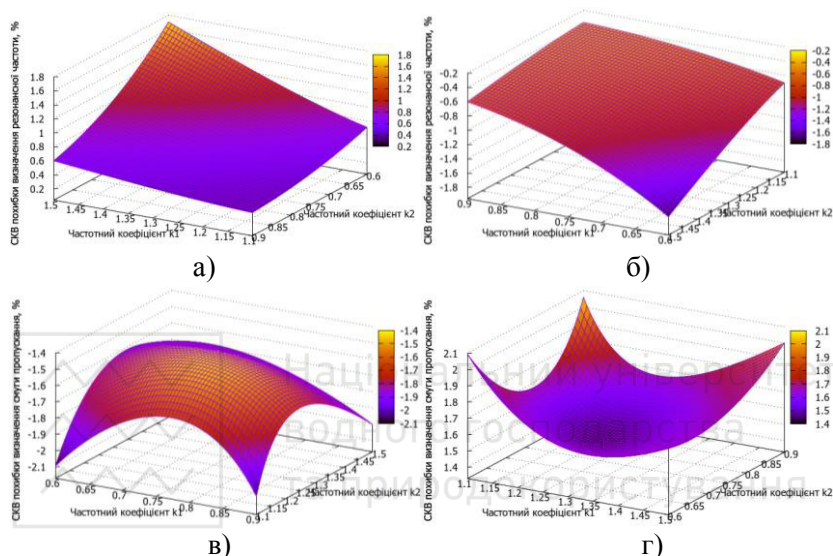


Рис. 4.13. Поверхні, що описують розподіл середньоквадратичних відносних похибок визначення резонансної частоти (а, б) та смуги пропускання (в, г) амплітудно-фазовим методом при $\sigma_\varphi = 1\%$ та різних співвідношеннях між частотами

$$\omega_1, \omega_2 \text{ та } \omega_0: \omega_1 > \omega_0 > \omega_2 \text{ (а, в); } \omega_2 > \omega_0 > \omega_1 \text{ (б, г)}$$

Працює вимірювач таким чином. Генератор змінної частоти 1 виробляє гармонічний сигнал з частотою f_1 (для забезпечення виконання умови $|\varphi_{1(2)}| \leq 70^\circ$), який потрапляє на вхід ВП 2. Виходи ВП підключені до входів фазометра 4 і вимірювача відношення амплітуд 5, а вихід генератора змінної частоти підключений до входу частотоміра 3. Частотомір вимірює частоту f_1 гармонічного сигналу генератора змінної частоти 1, фазометр – кут фазового зсуву між напругами \dot{U}_1 та \dot{U}_2 (або \dot{U}_4 та \dot{U}_3) $\varphi_{1.1}$



(або $\varphi_{2,1}$), а вимірювач відношення амплітуд – відношення амплітуд цих напруг $A_{1,1}$ (або $A_{2,1}$). Після цього відбувається перестроювання генератора 1 (за сигналом від ПОУ 6) і на частоті f_2 фазометр 4 вимірює кут фазового зсуву $\varphi_{1,2}$ (або $\varphi_{2,2}$) між напругами \dot{U}_1 та \dot{U}_2 (або \dot{U}_4 та \dot{U}_3), а частотомір 3 – частоту f_2 гармонічного сигналу генератора змінної частоти 1. Результат вимірювання відношення амплітуд разом з результатами вимірювання частоти та кута фазового зсуву потрапляють на ПОУ 6, де і відбувається обчислення результатів вимірювання параметрів ємнісних MEMC-сенсорів, заданих еквівалентними схемами резонансних контурів. У випадку невиконання умови $|\varphi_{1(2)}| \leq 70^\circ$ ПОУ 6 перестроює генератор 1 для забезпечення її виконання.

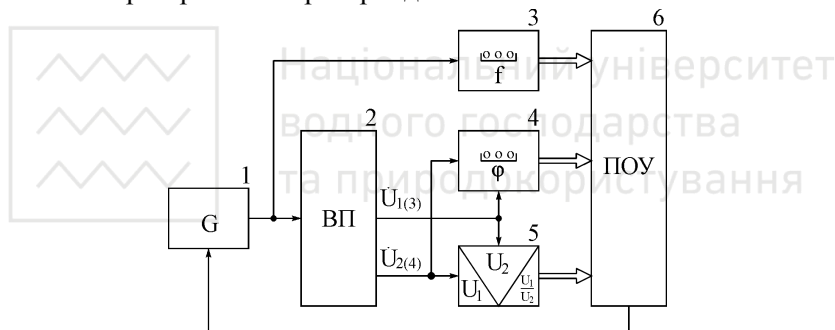


Рис. 4.14. Структурна схема амплітудно-фазового вимірювача параметрів ємнісних MEMC-сенсорів, заданих еквівалентними схемами резонансних контурів

Якщо в діапазонному генераторі змінної частоти для розширення діапазону робочих частот використовуються помножувачі частоти, то в них виникають паразитні амплітудна і фазова модуляції, які приводять до зменшення відносної стабільності частоти та зменшення точності вимірювання амплітудних і фазових параметрів сигналів. Тому в роботі [40] авторами розглянуто фазові співвідношення в каскадах помножувача частоти, знайдено умови, при яких відсутні паразитні амплітудна і фазова модуляції, а також запропоновано декілька варіантів побудови помножувальної комірки для багатокаскадного помножувача частоти, у



вихідному сигналі якого відсутні паразитні амплітудна і фазова модуляції.

При використанні в якості носійного сигналу з амплітудно-імпульсною модуляцією (радіоімпульсного сигналу) при вимірюваннях виникає додаткова похибка, пов'язана з перериванням інтервалу часу вимірювання на час відсутності сигналу на вході засобу вимірювання. Тому в роботі [41] авторами запропоновано декілька варіантів побудови засобів вимірювання параметрів сигналів з амплітудно-імпульсною модуляцією, а також проведено аналіз основних складових похибки, що виникають в запропонованих засобах вимірювання.

4.3. Пристрої для вимірювання електричної ємності MEMC-сенсорів та її відхилення від номінального значення

4.3.1. Пристрої обробки сигналів MEMC-сенсорів на основі сигма-дельта АЦП

На даний час технологія сигма-дельта перетворення добре відпрацьована і використовується в АЦП з високою розділовою здатністю. На рис. 4.15 спрощено показана архітектура типового промислового сигма-дельта АЦП, в якому конденсатори $C_{\text{вх}}$ і C_0 періодично переключаються між входом сигналу $U_{\text{вх}}$ і джерелом опорної напруги U_0 , “накачуючи” заряд конденсатора інтегратора C_{INT} [30].

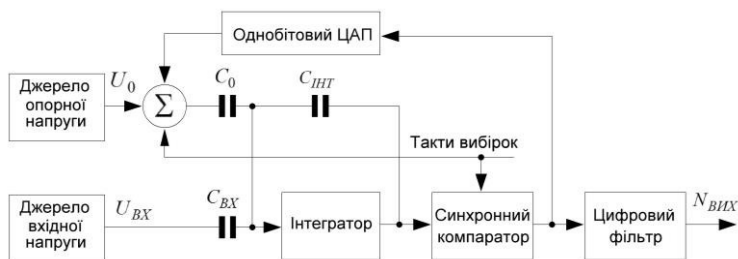


Рис. 4.15. Спрощена структурна схема сигма-дельта АЦП

Компаратор контролює рівень сигналу на виході інтегратора та керує фазою підключення конденсаторів, замикаючи коло зво-



ротного зв'язку і компенсуючи струми в сигнальному та опорному колах. Однобітний потік нулів та одиниць на виході компаратора змінюється відповідно до величини заряду, пропорційного напрузі на ємності, що необхідно для балансування кола. Тому що ємність конденсатора в АЦП має фіксовану величину, густина одиниць в однобітному потоці відповідає співвідношенню напруг $U_{\text{вх}}$ і U_0 . Цифровий фільтр обробляє однобітний потік даних і формує результат перетворення в цифровій формі.

Така архітектура має високу лінійність та точність, а її особливістю є компроміс між розділовою здатністю та швидкодією (частотою оновлення даних на виході). Якщо цифровий фільтр накопичує багато однобітних даних, то це збільшує час обробки, однак і збільшує кількість розрядів “без тремтіння”. Розділова здатність обмежується тільки шумом системи. Частота оновлення даних на виході обмежена максимальною тактовою частотою, яка визначається швидкістю перемикавання електронних ключів, смугою пропускання інтегратора та швидкодією синхронного компаратора. Якщо розглянути характеристики типових сигма-дельта АЦП, то 24-розрядний перетворювач гарантовано забезпечує 18 стабільних розрядів від мінімуму до максимуму, інтегральна нелінійність складає $4 \cdot 10^{-6}$, а частота оновлення даних на виході – від 10 кГц до 40 кГц [4].

У звичайному сигма-дельта АЦП відбувається перемикавання конденсаторів фіксованої ємності, що приводить до вирівнювання заряду між змінним сигналом на аналоговому вході та постійним сигналом джерела опорної напруги. Однак тому, що заряд пропорційний напрузі на ємності, можна зафіксувати вхідну напругу та змінювати ємність.

Модифікована схема сигма-дельта модулятора наведена на рис. 4.16 [30], в якій як фіксована вхідна напруга використовується напруга збудження, а конденсатор, ємність якого змінюється, розглядається як ємнісний сенсор. В результаті вихідний код буде відповідати співвідношенню ємності сенсора C_d та опорної ємності C_0 . Такий новий підхід дозволяє реалізувати пряме підключення ємнісного сенсора до сигма-дельта перетворювача, що забезпечує підвищення розділової здатності, точності та лінійно-



сті перетворення. Крім того, такий інтерфейс нечутливий до величини ємності між виводами сенсора та спільним проводом або до струму витоку на спільний провід.

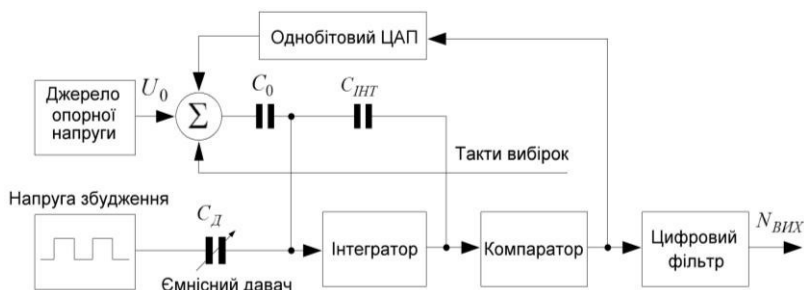


Рис. 4.16. Структурна схема сигма-дельта АЦП як вимірювача ємності

Перетворювач ємності в цифровий код може бути повністю виконаний у вигляді однокристального пристрою, що забезпечує високий ступінь інтеграції, простоту реалізації схеми, високу повторюваність, високу надійність та значне зменшення собівартості модуля.

4.3.2. Пристрої для вимірювання відхилення електричної ємності від номінального значення

В більшості задач вимірювання, контролю та керування з використанням ємнісних сенсорів різного призначення інформацію несе не абсолютне значення їх електричної ємності, а її відхилення від деякого номінального значення. Однак принцип дії більшості вимірювальних перетворювачів оснований на вимірюванні повної ємності сенсора, що не дозволяє ефективно використовувати повний діапазон перетворення вимірювальних пристроїв. Тому ряд фірм та окремі розробники пропонують оригінальні варіанти побудови вимірювачів відхилення електричної ємності сенсора відносно деякого еталонного значення. Тут необхідно виділити закінчені інтегральні мікросхеми, серед яких найбільш поширеними є AD7745/AD7746 [50] та AD7747 [51] фірми *Analog Devices*.

Дані мікросхеми дозволяють з високою розділовою здатністю (ефективна розділова здатність до 21 розряду) та точністю до



± 4 пФ вимірювати прирости до ± 4 пФ відносно еталонного значення ємності від 0 до 17 пФ.

Схема включення двох ємнісних сенсорів C_0 і C_d (рис. 4.17, а) забезпечує перетворення відхилення ємності в цифровий код $N_{BHX} = k \cdot \Delta C = k \cdot (C_0 - C_d)$, де k – коефіцієнт перетворення. Один з цих конденсаторів, наприклад C_0 , має бути еталонним з номіналом від 0 до 17 пФ, відносно якого вимірюється приріст $|\Delta C| \leq 4$ нФ. Ємності підключаються між відповідними входами $Cin(+)$, $Cin(-)$ та виходом EXC джерела збудження (*Excitation Source*), що формує прямокутні імпульси, які керують колами перезаряду сигма-дельта модулятора. На рис. 4.17, а CDC (*capacitance to digital converter*) – перетворювач ємності в цифровий код.

Якщо в мікросхемах наявні програмно перестроювані перетворювачі код – ємність ($CAPDAC$), то це дозволяє програмно зміщувати рівні ємностей C_0 та (або) C_d на величину до 17 пФ (рис. 4.17, б). Результат перетворення різниці двох ємностей з врахуванням впливу $CAPDAC$:

$$N_{BHX} = k \cdot [(C_0 + CAPDAC(+)) - (C_d - CAPDAC(-))]. \quad (4.66)$$

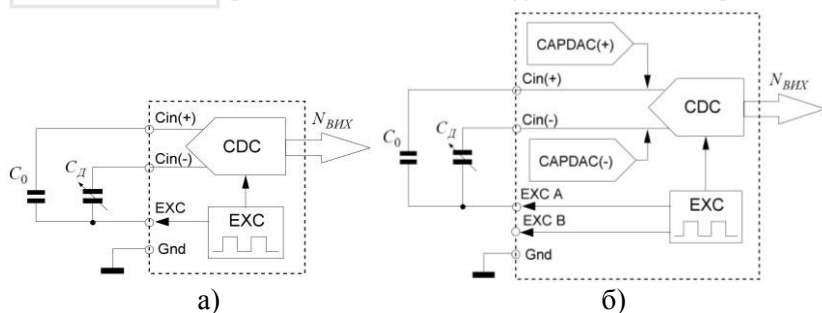


Рис. 4.17. Спрощені схеми підключення двох ємнісних сенсорів до вимірювального пристрою на мікросхемі AD7745 (а) та з використанням вбудованих програмованих перетворювачів код – ємність ($CAPDAC$) (б)

Так, при підключенні тільки ємності C_0 (ємності C_d бітом керування $CAPDIFF$ задається нульове значення) та значенні $CAPDAC(+)=17$ нФ буде фіксуватися зміна C_0 (13...21) пФ.



Перетворювачі *CAPDAC* мають розрядність 7 біт, що при діапазоні 21 пФ відповідає дискретності зміни ємності 164 фФ. Однак така точність не відповідає 21-розрядній розділовій здатності власне *CDC*. Ця похибка може бути скомпенсована при калібруванні внесенням у 16-розрядний регістр *CAP Offset Calibration Register* поправки нульового зміщення в діапазоні ± 1 пФ з дискретністю 31 аФ.

Обмеженням для широкого використання таких перетворювачів є обмежений діапазон номінальних значень ємності (0...20) пФ, відносно якого вимірюється приріст ємності (до ± 8 пФ). Розширити вказаний діапазон можна при зміні величини заряду ємності сенсора імпульсами джерела опорної напруги [51], тому що заряд ємності прямо пропорційний напрузі на ній: $Q = CU$.

Якщо підключається ємність одного сенсора, то вона заряджається імпульсами джерела збудження (*Excitation Source*) U_{EXC} , а внутрішня еталонна ємність заряджається від опорної напруги U_0 . При використанні в якості джерела збудження напруги $U_{EXC(A-B)} = U_{EXC A} - U_{EXC B}$, яка формується зовнішньою схемою, можна зменшити амплітуду сигналу збудження у α разів, що приводить до розширення діапазону перетворюваних ємностей при незмінній величині заряду.

Мікросхеми типу *AD7745/AD7746* та *AD7747* мають по два джерела напруги збудження *EXC A* та *EXC B*, амплітуди напруг яких можуть задаватися програмно (зазвичай їх задають як половину напруги джерела живлення). Крім того, можна для кожного виводу запрограмувати пряме або інверсне значення вихідного сигналу і отримати $U_{EXC \text{ peak-to-peak}} = E_{Ж}$.

Сигнали з виходів джерел напруги збудження подаються на неінвертуючий підсумовуючий підсилювач з одиничним коефіцієнтом передачі. При рівності амплітуд $U_{EXC A} = U_{EXC B} = U_{EXC}$ та їх протифазному режимі роботи отримуємо значення коефіцієнта α за умов потрібного розширення величини номінального значення контрольованої ємності та діапазону перетворення:

$$\alpha = \frac{C_{0.ном}}{C_{0.он}} = \frac{U_{EXC}}{U_{EXC(A-B)}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1 - R_2}, \quad (4.67)$$



де R_1 та R_2 – зовнішні резистори, підключені до входів неінвертуючого підсумовуючого підсилювача, які забезпечують необхідне значення коефіцієнта α .

При використанні ІМС AD7745 для збільшення номінального значення ємності сенсора з $C_{0,оп} = 17 \text{ нФ}$ до $C_{0,ном} = 150 \text{ нФ}$ необхідно підбором опорів резисторів R_1 та R_2 забезпечити значення $\alpha = 8.82$. З тим самим коефіцієнтом збільшується і діапазон вимірюваного приросту ємності, тобто при заданому для AD7745 значенні $\Delta C = \pm 4 \text{ нФ}$ отримуємо можливість вимірювати відхилення ємності в діапазоні $\pm 35.28 \text{ нФ}$.

На відміну від мікросхем AD7745/7746, у яких обкладки досліджуваних конденсаторів не мають зв'язку з сигнальною землею Gnd , в мікросхемах AD7747 передбачено підключення одного з виводів конденсатора безпосередньо до землі, однак при цьому постає проблема впливу паразитних ємностей, що шунтують досліджувану. Для зменшення цього ефекту передбачена можливість підключення екрануючої обкладки вхідного кола до виводу $SHLD$ (рис. 4.18), з якого знімається сигнал з формою, аналогічною формі сигналу збудження, що вирівнює потенціали входу Cin та екрануючої обкладки $SHLD$.

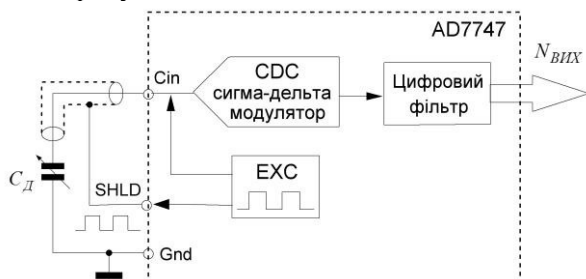


Рис. 4.18. Схема включення досліджуваної ємності з підключенням безпосередньо до сигнальної землі

Більш широкий діапазон перетворення відносної зміни ємності забезпечують перетворювачі приросту ємності в напругу на двох інтеграторах (рис. 4.19). Заряд вимірюваного та еталонного конденсаторів від двох джерел струму I_1 та I_2 з синхронною зміною напрямку струму заряду формує дві пилкоподібні



напруги з періодом T , які знімаються з конденсаторів C_0 і C_D та мають амплітуди

$$U_{m1} = \frac{I_1 T}{2C_0} \quad \text{та} \quad U_{m2} = \frac{I_2 T}{2C_D}. \quad (4.68)$$

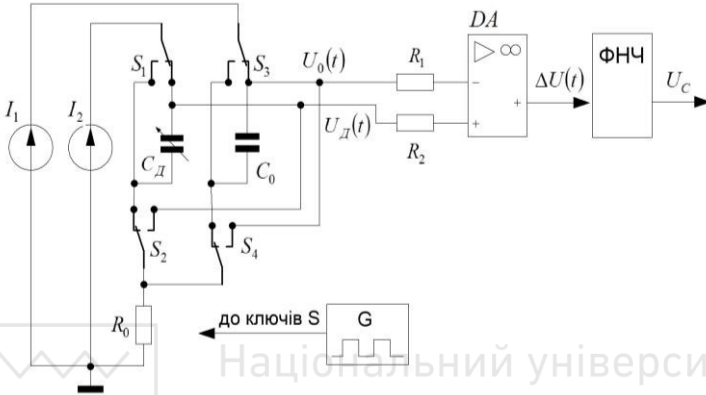


Рис. 4.19. Пояснення принципу перетворення відносного приросту ємності від номіналу на базі двох інтеграторів

Зміна напрямку струмів заряду відбувається при комутації струмових кіл ключами $S1 \dots S4$, що керуються тактовим генератором прямокутних імпульсів G . При забезпеченні рівності струмів $I_1 = I_2 = I$ амплітуда різницевого сигналу, що виділяється віднімальним підсилювачем з коефіцієнтом підсилення K_U [30]

$$\Delta U_m = \frac{K_U I T C_D C_0}{2(C_D - C_0)}. \quad (4.69)$$

Якщо номінальне значення вимірюваної ємності дорівнює ємності опорного конденсатора, тобто $C_{Д.ном} = C_0$, то напруга на виході підсилювача

$$\Delta U(t) = K_U I \frac{\Delta C_D t}{2C_0(C_0 \pm \Delta C_D)}. \quad (4.70)$$

Виділена фільтром нижніх частот (ФНЧ) постійна складова сигналу $\Delta U(t)$ є вихідним сигналом перетворювача U_c , який далі подається на вхід АЦП:



$$U_C = K_U I \frac{\Delta C_D T}{4C_0 (C_0 \pm \Delta C_D)}. \quad (4.71)$$

Відносна зміна вимірюваної ємності відповідно до (4.71)

$$\delta C_D = \frac{\Delta C_D}{C_0} = \frac{U_C k_C}{1 \mp U_C k_C}, \quad (4.72)$$

де δC_D – відносне відхилення вимірюваної ємності від номінального значення $C_{D,ном}$; $k_C = \frac{4C_0}{K_U I T}$ – масштабний коефіцієнт.

За отриманими співвідношеннями можна при заданому номінальному значенні вимірюваної ємності вибрати потрібні величину струму та період слідування імпульсів синхрогенератора або за відомими максимальними значеннями періоду T та струму I визначити мінімальне значення вимірюваної ємності.

На рис. 4.20 наведена реалізація схеми рис. 4.19 при використанні прецизійного аналогового мікроконтролера *ADuCM360/CM361* [52] з вбудованим диференціальним підсилювачем з програмованим коефіцієнтом підсилення (*PGA*), двома 24-розрядними АЦП, двома вбудованими програмованими джерелами струму та 32-розрядними таймерами, а також додаткових зовнішніх ключів та ФНЧ. Функція тактового генератора G реалізується на базі вбудованого таймера.

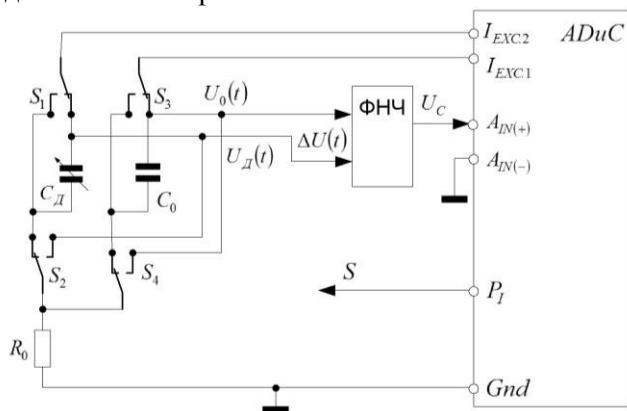


Рис. 4.20. Структурна схема перетворювача відносного відхилення значення ємності від номіналу на базі аналогового МК



Для використання повного діапазону перетворення необхідно забезпечити

$$U_0 = K_U U_{C_{д.мак}}, \quad (4.73)$$

де $U_0 = 0.5 U_C = 1.2 \text{ В}$ – опорна напруга АЦП; $U_{C_{д.мак}}$ – напруга на вході АЦП.

При максимальному значенні відхилення $\delta C_{д.мак} = 1$ відповідно до (4.72) отримаємо необхідне значення

$$k_C = \frac{\delta C_{д.мак}}{U_C (1 \pm \delta C_{д.мак})} = \frac{1}{2.4 \cdot (1+1)} = 0.208 \text{ [30]}.$$

За відомим значенням k_C при мінімальному струмі збудження $I = 10 \text{ мкА}$, періоді тактової частоти таймера $T = 62.5 \text{ нс}$ та $K_U = 1$ з (4.71) можна визначити мінімальне номінальне значення вимірюваної ємності. Теоретично дана схема може забезпечити мінімальне номінальне значення $C_{0.мін} = 32 \text{ пФ}$ з дискретністю 1 фФ (при ефективній розрядності АЦП 15 розрядів і частоті опитування 8 кГц). Однак досягнення таких параметрів обмежується впливом паразитних параметрів (кінцевий вхідний опір PGA, опори витoku ключів та ін.). При використанні швидкодійного АЦП функцію ФНЧ реалізують програмними засобами.

Перетворювач відносної зміни величини вимірюваної ємності в напругу на базі двох інтеграторів реалізований в серійних мікросхемах *CAV414/424 Analog Microelectronics* [30, 48, 49] (рис. 4.21). Струми I_1 та I_2 задаються резисторами R_2 та R_3 і опорною напругою $U_{оп}$, тобто $I_1 = U_{оп}/R_3$ і $I_2 = U_{оп}/R_2$ [32].

Частота тактового генератора G (*reference oscillator*):

$$f_{osc} = \frac{U_{оп}}{2R_6 C_{osc} U_{osc}}, \quad (4.74)$$

де U_{osc} – амплітуда вихідної напруги тактового генератора.

Подальше перетворення різниці зарядів ємностей $C_{д}$ і C_0 в диференціальну напругу відбувається аналогічно схемі рис. 4.18.

Інший принцип перетворення відхилення електричної ємності

сті від номінального значення використовується в мікросхемі CAV444 [30, 50]. В схемі спочатку відбувається частотно-імпульсне перетворення контрольованої ємності, а отриманий тактовий сигнал далі використовується в перетворювачі частота – напруга, на виході якого формується напруга $U_{BHX} = k_C \delta C_M$.

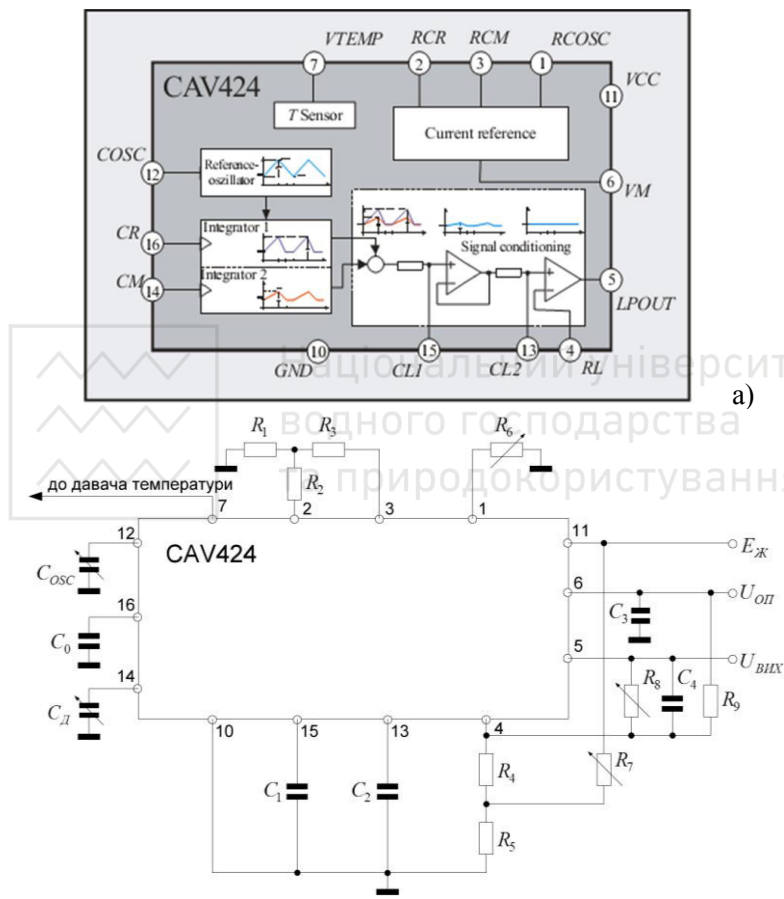


Рис. 4.21. Структурна схема перетворювача ємність – напруга (а) та схема підключення зовнішніх елементів (б)

Таким чином, використання розглянутих мікросхем дозволяє розв'язати більшість технічних задач, пов'язаних з контролем пристроїв електричної ємності ємнісних сенсорів. Однак



значна кількість необхідних зовнішніх навісних елементів створює деякі ускладнення для забезпечення високої точності вимірювань. Використовувані в розглянутих мікросхемах принципи перетворення можуть бути успішно реалізовані на базі сучасних мікроконтролерів.

4.4. Методика вибору частоти дискретизації сигналів сенсорів навігаційної системи та виконавчих пристроїв мобільних роботів

4.4.1. Структура системи керування на основі цифрової інтерфейсної шини

В системі керування МР один сенсор може брати участь у формуванні керуючої дії для декількох виконавчих пристроїв, а сигнал, що подається на виконавчий пристрій, може залежати від сигналів декількох сенсорів. Така структура побудови системи керування МР не дозволяє використовувати традиційні способи визначення потрібних частот дискретизації [2, 44, 46]. Крім того, програми вводу-виводу сигналів в системі керування через інтерфейсну шину також накладають свої додаткові вимоги на значення частот дискретизації. Тому значення частоти дискретизації аналогових сигналів сенсорів і виконавчих пристроїв в системах МР мають вибиратися з врахуванням структури системи.

Структурна схема системи керування на основі цифрової інтерфейсної шини [6, 12, 20, 35] наведена на рис. 4.22, до складу якої входять об'єкт керування, блоки вводу-виводу даних і керування та цифрова інтерфейсна шина.

До складу об'єкту керування входять n датчиків (сенсорів) та m виконавчих пристроїв. Сигнал кожного i -го сенсора ($1 \leq i \leq n$) вводиться до системи керування за допомогою передавальної частини блоку вводу даних, яка складається з k модулів вводу даних. Сигнали для кожного j -го виконавчого пристрою ($1 \leq j \leq m$) вводяться за допомогою приймальної частини блоку виводу даних, яка складається з p модулів виводу даних.

Блок керування складається з модуля реалізації алгоритму керування, приймальної частини блоку вводу даних та передавальної частини блоку виводу даних. В колі “сенсор – виконавчий



пристрій” відбувається дискретизація аналогового сигналу сенсора та перетворення цифрового сигналу у вихідний аналоговий сигнал керування. В одноканальній структурі за результатами оцінки таких процесів відбувається вибір частоти дискретизації [42, 44, 46]. Однак в системі керування рис. 4.22 оцінка має проводитися з врахуванням структури системи.

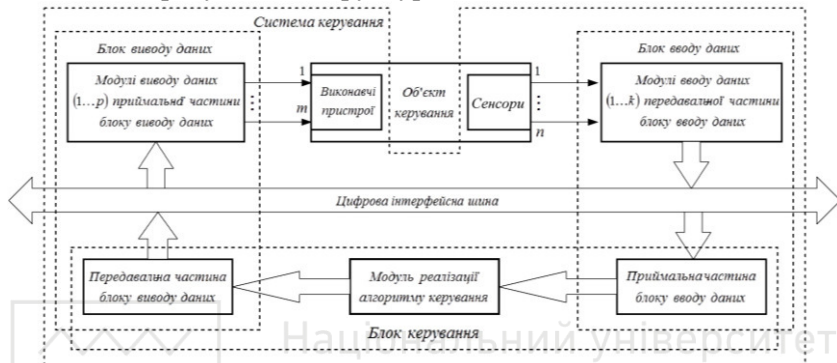


Рис. 4.22. Структурна схема системи керування на основі цифрової інтерфейсної шини

Тому далі розглянемо вдосконалення та практичне використання алгоритму знаходження підсумкової частоти дискретизації сигналів n сенсорів, які формують сигнали керування для m виконавчих пристроїв МР.

4.4.2. Розробка алгоритму визначення частот дискретизації для довільної системи керування

Як показано в [37, 38], оптимальна частота дискретизації в системі керування визначається як результат розв’язання прямої задачі розподілу похибок:

$$\delta_{БПij}^2 = K_{Вij}^2 \delta_{Нij}^2 + \delta_{ВДij..мет}^2 = \delta_{\Sigma ij}^2 - (K_{Вij}^2 \delta_{ВВij}^2 + \delta_{АКj}^2 + \delta_{ВПВij}^2). \quad (4.75)$$

В (4.75) введено такі позначення: $i = 1, 2, \dots, n$ – номер сенсора, n – кількість сенсорів; $j = 1, 2, \dots, m$ – номер виконавчого пристрою, m – кількість виконавчих пристроїв; $\delta_{БПij}$ – середньоквадратична похибка (СКП) системи керування, яка визначає величину частоти дискретизації; $\delta_{\Sigma ij}$ – сумарне значення СКП ij -го ка-



налу керування; δ_{Bij} – СКП системи керування для вводу сигналу i -го сенсора для керування j -м виконавчим пристроєм (від i -го сенсора до системи керування); δ_{Hij} – СКП накладання спектрів, яка виникає при дискретизації сигналу i -го сенсора в процесі формування сигналу керування для j -го виконавчого пристрою; δ_{Bij} – СКП системи керування при виводі сигналу для j -го виконавчого пристрою під дією i -го сенсора (від системи керування до j -го виконавчого пристрою); $\delta_{Bij \text{ .мет}}$ – методична похибка відновлення сигналу керування для j -го виконавчого пристрою при формуванні сигналу керування від i -го сенсора; δ_{AKj} – СКП реалізації алгоритму керування для j -го виконавчого пристрою; K_{Bij} – коефіцієнт впливу каналу i -го сенсора на j -ий канал керування, $K_{Bij} \leq 1$.

Якщо i -ий сенсор не бере участі в процесі формування сигналу керування для j -го виконавчого пристрою, то відповідний коефіцієнт впливу $K_{Bij} = 0$. Конкретне значення коефіцієнта впливу встановлюють відповідно до алгоритму керування для кожного каналу.

В кожному з $n \cdot m$ каналів системи згідно з (4.75) наявні похибки, які напряду визначають величину частоти дискретизації [37, 44, 46]. Похибка δ_{Hij} визначає величину частоти дискретизації сигналу i -го сенсора $f_{ДijH}$ при накладанні спектрів сигналів, а похибка $\delta_{Bij \text{ .мет}}$ – величину частоти дискретизації сигналу керування для j -го виконавчого пристрою $f_{ДijB}$ при відновленні сигналу керування. Тоді відповідно до (4.75) в системі керування рис. 4.22 в найгіршому випадку буде $2 \cdot n \cdot m$ частот дискретизації, з точки зору похибок накладання спектрів буде $n \cdot m$ частот дискретизації $f_{ДijH}$:

$$f_{ДijH} = F_H(\delta_{Hij}), \quad (4.76)$$

а з точки зору методичних похибок відновлення також буде $n \cdot m$ частот дискретизації $f_{ДijB}$:



$$f_{ДijB} = F_M(\delta_{BДij.мет}). \quad (4.77)$$

Ці частоти необхідно розглядати парами: $\{f_{ДijH}; f_{ДijB}\}$. Далі можна використовувати один з двох алгоритмів, розглянутих в [11, 38]. За алгоритмом [11] з пари частот вибирають максимальну: $f_{Дij.маx} = \{f_{ДijH}; f_{ДijB}\}_{маx}$, а відповідно до ітераційного алгоритму [38] проводиться перерозподіл похибок δ_{Hij} і $\delta_{BДij.мет}$ між собою до виконання рівності частот $f_{ДijH} = f_{ДijB}$.

Кожний i -ий сенсор (j -ий виконавчий пристрій) в граничному випадку буде мати m (n) частот дискретизації, з яких вибирається максимальна, що і буде частотою дискретизації i -го сенсора (частотою видачі інформації на j -ий виконавчий пристрій). На рис. 4.23 наведена робота такого алгоритму визначення частот дискретизації для довільної системи керування, яка описується набором рівнянь:

$$\begin{aligned} F_{BП1} &= \{F_{Д11}, F_{Д12}, F_{Д13}\}; \\ F_{BП2} &= \{F_{Д23}, F_{Д2n}\}; \\ &\dots\dots\dots \\ F_{BПm} &= \{F_{Дm2}, F_{Дm3}, F_{Дmn}\}. \end{aligned} \quad (4.78)$$

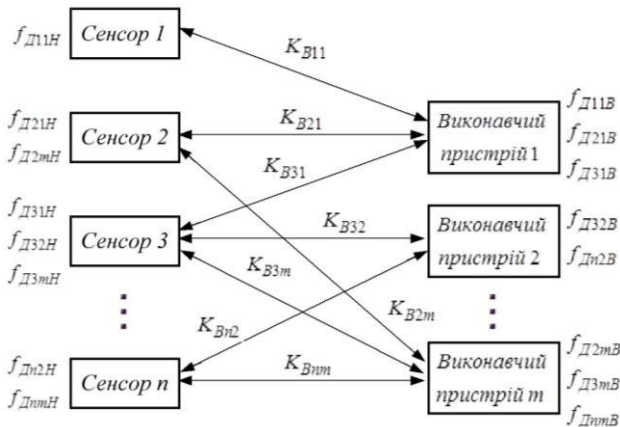


Рис. 4.23. Робота алгоритму визначення частот дискретизації для довільної системи керування



При цьому сумарна частота дискретизації $f_{\Sigma D}$ фактично є тактовою частотою роботи аналогового інтерфейсу і визначає потрібну мінімальну швидкість вводу інформації в цифровій системі контролю та керування [37]. Циклом опитування сенсорів є часовий інтервал $T_{\Pi} = \frac{1}{f_{DH.min}}$, протягом якого будуть прийняті цифрові сигнали від усіх сенсорів. Тривалість циклу опитування визначається частотою опитування сигналу сенсора з мінімальною частотою $f_{DH.min}$, а під час циклу опитування цей сенсор буде опитаний тільки один раз.

Якщо частоти дискретизації всіх сенсорів однакові ($f_{DH.min} = f_{DH.max}$), то алгоритм вводу інформації є циклічним. Якщо $f_{DH.min} < f_{DH.max}$, то такий алгоритм вводу інформації є програмним, при якому кількість тактів опитування в циклі l_{Σ} може значно перевищувати кількість сенсорів n [34]:

$$l_{\Sigma} = \frac{f_{\Sigma D}}{f_{DH.min}} = \frac{1}{T_{\Sigma D} f_{DH.min}} = \frac{T_{\Pi}}{T_{\Sigma D}}. \quad (4.81)$$

Особливістю програмного опитування є те, що окремі сенсори в циклі опитуються декілька разів, при цьому кількість опитувань i -го сенсора в циклі $l_i = \frac{f_{DH}}{f_{DH.min}}$. В даному випадку необхідно виконати умову рівності l_i інтервалів опитування сенсорів у циклі, а $l_{\Sigma} = \sum_{i=1}^n l_i$.

При використанні програмного опитування можливим є додаткове збільшення потрібної частоти вводу інформації в цифрову систему контролю та керування, що пов'язано з двома процесами [35]:

- приведенням числа опитувань в циклі до цілого ($f_{\Sigma D1}$);
- розміщенням програми опитування в циклі ($f_{\Sigma D2}$).

Кількість опитувань одного сенсора може бути тільки цілим



числом, тобто

$$l_{i1} = \left\lceil \frac{f_{ДН}}{f_{ДН.\min}} \right\rceil, \quad (4.82)$$

де оператор $\lceil \rceil$ означає, що береться найближче більше ціле число, а кількість тактів опитування в циклі

$$l_{\Sigma 1} = \sum_{i=1}^n l_{i1}. \quad (4.83)$$

Це приводить до того, що частота роботи аналогового інтерфейсу для опитування n сенсорів $f_{\Sigma Д}$ збільшиться у порівнянні з (4.80) до значення $f_{\Sigma Д1}$:

$$f_{\Sigma Д1} = f_{ДН.\min} \cdot \sum_{i=1}^n l_{i1}. \quad (4.84)$$

З співвідношень (4.82) та (4.84) отримуємо обмеження значення можливого збільшення частоти опитування сенсорів в аналоговому інтерфейсі: $f_{\Sigma Д1} = f_{\Sigma Д} + n \cdot f_{ДН.\min}$. Імпульси опитування кожного сенсора в циклі мають бути розташовані через однакову кількість тактів, що можна записати як

$$\frac{l_{\Sigma 1}}{l_{i1}} = q_i, \quad \text{де } q_i = 1, 2, 3, 4, \dots \quad (4.85)$$

Якщо умова (4.85) не виконується, то окремі інтервали опитування всередині циклу необхідно коригувати, що відбувається при збільшенні $f_{\Sigma Д2}$.

Проблема створення оптимальної програми опитування сенсорів в аналоговому інтерфейсі полягає в розв'язанні комбінаторної задачі повного перебору усіх можливих варіантів. Однак навіть для порівняно невеликої кількості сенсорів часто такий підхід є непридатним через велике обчислювальне навантаження та складне логічне описання задачі.

4.4.3. Практичне розв'язання задачі опитування сенсорів навігаційної системи мобільного робота

Результати проведених досліджень показали, що спеціальне завищення значення частоти $f_{ДН.\min}$ оптимізує значення потріб-



ної частоти вводу інформації аналогового інтерфейсу після процедури приведення кількості опитувань в циклі до цілих чисел, наближаючи її до $f_{\Sigma D}$. При реалізації такого алгоритму необхідно збільшувати значення $f_{ДН.min}$ з деяким кроком, однак штучне завищення $f_{ДН.min}$ суттєво змінює величину відношення $\frac{f_{\Sigma D1}}{f_{\Sigma D}}$.

В табл. 4.1 наведений варіант розрахунку частоти дискретизації $f_{\Sigma D1}$ для навігаційної системи з сімома сенсорами (по три акселерометри та гіроскопи за відповідними осями, а також висотомір) при різних значеннях $f_{ДН.min}$ [35]. Для розрахунку приймаємо такі частоти дискретизації сенсорів: $f_{Д1Н} = 15 \text{ Гц}$; $f_{Д2Н} = 25 \text{ Гц}$; $f_{Д3Н} = 27 \text{ Гц}$; $f_{Д4Н} = 31 \text{ Гц}$; $f_{Д5Н} = 35 \text{ Гц}$; $f_{Д6Н} = 40 \text{ Гц}$; $f_{Д7Н} = 60 \text{ Гц}$.

На графіку рис. 4.24 показана залежність $\frac{f_{\Sigma D1}}{f_{\Sigma D}}$ від f_{min} , на якій виділяють мінімуми відношення $\frac{f_{\Sigma D1}}{f_{\Sigma D}}$. Оптимальні значення

отримують при виборі мінімальної частоти за умови $f_{min} = 0.5 \cdot f_{ДН}$ при $i > 1$. Параметри аналогового інтерфейсу, які відповідають цим мінімумам, вважають потенційно близькими до оптимальних. В табл. 4.1 ці варіанти f_{min} виділені жирним шрифтом. Для прийняття рішення про оптимальний варіант необхідно додатково розв'язати задачу складання програми опитування для виділених варіантів.

Процедура розміщення програми опитування всередині циклу приводить до збільшення частоти роботи аналогового інтерфейсу до значення $f_{\Sigma D2}$ тому, що відношення $\frac{l_{\Sigma 1}}{l_i} = q_i$ не є цілим числом, а також при розміщенні необхідно імпульс в програмі опитування зміщувати з оптимального місця тому, що воно зайняте імпульсом іншого сенсора, який розподілявся раніше.



Таблиця 4.1

Результати розрахунку тактової частоти роботи інтерфейсу як
функції мінімальної частоти дискретизації сенсорів

№	$f_{\min},$ Гц	$\left\lceil \frac{15}{f_{\min}} \right\rceil$	$\left\lceil \frac{25}{f_{\min}} \right\rceil$	$\left\lceil \frac{27}{f_{\min}} \right\rceil$	$\left\lceil \frac{31}{f_{\min}} \right\rceil$	$\left\lceil \frac{35}{f_{\min}} \right\rceil$	$\left\lceil \frac{40}{f_{\min}} \right\rceil$	$\left\lceil \frac{60}{f_{\min}} \right\rceil$	$f_{\Sigma D},$ Гц	$f_{\Sigma D1},$ Гц	$\frac{f_{\Sigma D1}}{f_{\Sigma D}}$	l_{Σ}
1	15	1	2	2	3	3	3	4	233	270	1.159	18
2	15.5	1	2	2	2	3	3	4	233	263.5	1.131	17
3	16	1	2	2	2	3	3	4	233	272	1.167	17
4	16.5	1	2	2	2	3	3	4	233	280.5	1.204	17
5	17	1	2	2	2	3	3	4	233	289	1.24	17
6	18	1	2	2	2	2	3	4	233	288	1.236	16
7	19	1	2	2	2	2	3	4	233	304	1.305	16
8	20	1	2	2	2	2	2	3	233	280	1.202	14
9	30	1	1	1	2	2	2	2	233	330	1.416	11
10	60	1	1	1	1	1	1	1	233	420	1.806	7

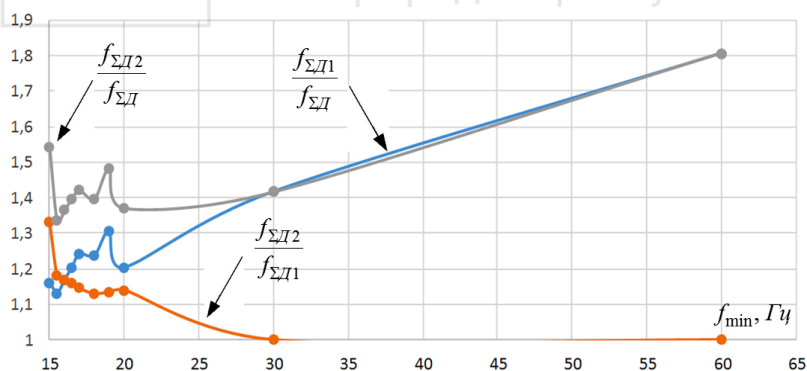


Рис. 4.24. Залежність тактових частот інтерфейсу від значення мінімальної частоти дискретизації сенсорів

Для варіанту №10 коефіцієнти $\frac{f_{\Sigma D2}}{f_{\Sigma D1}} = 1$ і $\frac{f_{\Sigma D2}}{f_{\Sigma D}} = \frac{f_{\Sigma D1}}{f_{\Sigma D}}$ отри-

муються автоматично, тому що при циклічному опитуванні для



останнього варіанту програма розподіляється в циклі без втрат.

Розв'язок задачі розміщення програми опитування для варіантів №1 при $l_{\Sigma}=18$, №2 при $l_{\Sigma}=17$, №6 при $l_{\Sigma}=16$ і №8 при $l_{\Sigma}=14$ представлений на рис. 4.17, а результати розміщення для цих варіантів – в табл. 4.2 [35].

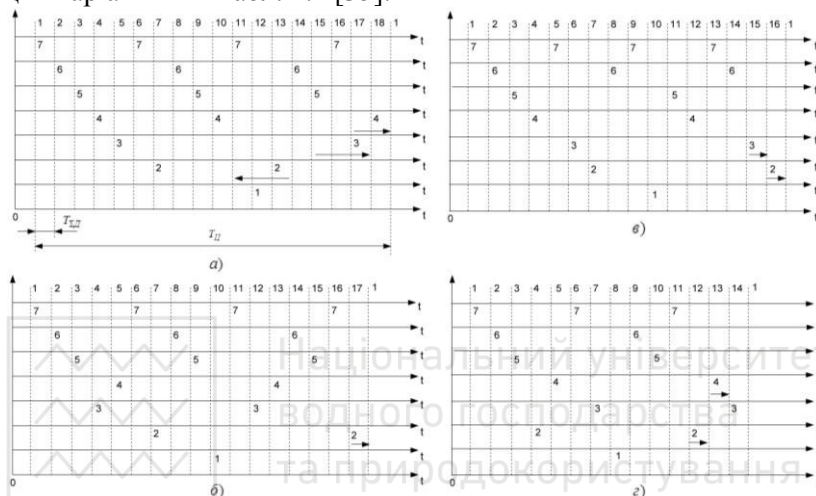


Рис. 4.25. Розміщення імпульсів опитування для різних варіантів: а) – варіант №1; б) – варіант №2; в) – варіант №6; г) – варіант №8

З табл. 4.2 виходить, що варіант №1 для задачі розміщення потребує збільшення частоти опитування в 1.33 рази, варіант №2 – в 1.18 рази, варіант №6 – в 1.13 рази, а варіант №8 – в 1.14 рази. Для варіантів №9 і №10 програма опитування розміщується

без втрат, тобто $\frac{f_{\Sigma D2}}{f_{\Sigma D1}} = 1$. Отримана в результаті розв'язання за-

дачі розміщення програм всередині циклу інформація занесена в табл. 4.3, в якій наведені виділені варіанти.

На графіку (рис. 4.24) наведені загальні результати формування програми опитування. Як видно з підсумкової залежності

$$\frac{f_{\Sigma D2}}{f_{\Sigma D1}} = F(f_{\min}),$$

наявним є мінімум функції. Варіанти формуван-

ня програми опитування, що знаходяться в зоні цього мінімуму,



будуть близькими до оптимальної.

З табл. 4.3 та графіків рис. 4.24 можна зробити висновок, що оптимальності варіантів №2 та №8 практично рівноцінні. Тому можна рекомендувати вибрати варіант №8, який має меншу кількість імпульсів опитування (14 імпульсів) та більш наочну програму розміщення імпульсів опитування всередині циклу.

Таблиця 4.2

Результати розміщення для різних варіантів
розв'язання задачі опитування

№ сенсора	Потрібний інтервал опитування сенсора в тактах $\frac{l_{\Sigma 1}}{l_i} = q_i$ для відповідного варіанту				Максимальний інтервал опитування сенсора в тактах $q_{i, \max}$ для відповідного варіанту				Необхідне збільшення сумарної частоти інтерфейсу в результаті розв'язання задачі розміщення $\frac{f_{\Sigma D2}}{f_{\Sigma D1}} = \frac{q_{i, \max}}{q_i}$ для відповідного варіанту			
	№1	№2	№6	№8	№1	№2	№6	№8	№1	№2	№6	№8
7	4.5	4.25	4	4.67	5	5	4	5	1.11	1.18	1	1.07
6	6	5.67	5.33	7	6	6	6	7	1	1.06	1.13	1
5	6	5.67	8	7	6	6	8	7	1	1.06	1	1
4	6	8.5	8	7	8	9	8	8	1.33	1.06	1	1.14
3	9	8.5	8	7	12	9	9	7	1.33	1.06	1.125	1
2	9	8.5	8	7	12	10	9	8	1.33	1.18	1.125	1.14
1	18	17	16	14	18	17	16	14	1	1	1	1

В розглянутому варіанті №10 при використанні циклічного опитування частота опитування в аналоговому інтерфейсі збільшується у порівнянні з вибраним оптимальним варіантом №8 у $1.806/1.37=1.318$ рази, при цьому розкид між f_{\min} та f_{\max} невеликий і складає 4 рази. При великих значеннях розкиду між f_{\min} та f_{\max} частота опитування в аналоговому інтерфейсі при використанні циклічного опитування збільшується в рази у порівнян-



ні з оптимальним варіантом. Тому на практиці отримані в (4.80) значення частот корегують:

$$f_{\Sigma D, \text{кор}} = K_{D1} K_{D2} f_{\Sigma D}; \quad f_{\Sigma BP, \text{кор}} = K_{BP1} K_{BP2} f_{\Sigma BP}; \quad (4.86)$$

Коефіцієнти у співвідношенні (4.86) більші за одиницю, при цьому коефіцієнти K_{D1} та K_{BP1} визначаються процедурою приведення кількості команд вводу-виводу в циклі до цілих чисел, а коефіцієнти K_{D2} і K_{BP2} – необхідністю рівномірного розміщення команд вводу-виводу всередині циклу. Корегування пов'язано з тим, що відношення $\frac{f_{Dn}}{f_{Dn, \min}}$, $\frac{f_{\Sigma D}}{f_{Dn}}$, $\frac{f_{DVB}}{f_{DVB, \min}}$ та $\frac{f_{\Sigma BP}}{f_{DVB}}$ для кожного i та j мають бути цілими числами.

Таблиця 4.3

Підсумкові значення варіантів розміщення програми опитування

№	f_{\min} Гц	$\left\lceil \frac{15}{f_{\min}} \right\rceil$	$\left\lceil \frac{25}{f_{\min}} \right\rceil$	$\left\lceil \frac{27}{f_{\min}} \right\rceil$	$\left\lceil \frac{31}{f_{\min}} \right\rceil$	$\left\lceil \frac{35}{f_{\min}} \right\rceil$	$\left\lceil \frac{40}{f_{\min}} \right\rceil$	$\left\lceil \frac{60}{f_{\min}} \right\rceil$	$\frac{f_{\Sigma D1}}{f_{\Sigma D}}$	l_{Σ}	$\frac{f_{\Sigma D2}}{f_{\Sigma D1}}$	$\frac{f_{\Sigma D2}}{f_{\Sigma D}}$
1	15	1	2	2	3	3	3	4	1.159	18	1.33	1.541
2	15.5	1	2	2	2	3	3	4	1.131	17	1.18	1.335
6	18	1	2	2	2	2	3	4	1.236	16	1.13	1.397
8	20	1	2	2	2	2	2	3	1.202	14	1.14	1.37
9	30	1	1	1	2	2	2	2	1.416	11	1	1.416
10	60	1	1	1	1	1	1	1	1.806	7	1	1.806

Врахування зазначених коефіцієнтів може в окремих випадках привести до збільшення частоти дискретизації на (60...80)%. Для нормальної роботи системи керування цифрові відліки всіх n сенсорів на вході модуля реалізації алгоритму керування мають бути синхронними, тобто мати однакову частоту дискретизації f_{DH} , а також синфазними, тобто мати один і той самий час взяття відліку. Спільною для всіх сенсорів частотою буде частота сенсора, що має максимальне значення частоти дискретизації: $f_{DH} = \{f_{D1H}, f_{D2H}, f_{DnH}\}_{\max}$.



4.4.4. Рекомендації щодо вибору частоти дискретизації сенсорів

При виборі частоти дискретизації можливі два варіанти: або всі n сенсорів мають однакову частоту дискретизації $f_{\text{ДН}}$, або кожний сенсор має власну частоту дискретизації з врахуванням коефіцієнтів $K_{\text{Д1}}$ та $K_{\text{Д2}}$.

Однак в другому варіанті до подачі цифрових відліків в модуль реалізації алгоритму керування відбувається передискретизація цифрових сигналів сенсорів з використанням операції проміжного відновлення недостатніх відліків цифрового сигналу при використанні процедури екстраполяції або інтерполяції з визначенням нової частоти дискретизації $f_{\text{ДН}}$. Цифровий сигнал сенсора з максимальною частотою дискретизації $f_{\text{ДН}}$ подається на вхід модуля реалізації алгоритму керування без зміни, в результаті чого на вході даного модуля частота дискретизації сигналів кожного сенсора буде дорівнювати $f_{\text{ДН}}$.

Обидва розглянуті варіанти мають як переваги, так і недоліки. Перевагою першого варіанту є простота виконання умови рівності частот, а недоліком – висока потрібна частота роботи цифрового інтерфейсу вводу-виводу, яка може в рази перевищувати попередню сумарну частоту дискретизації усіх сенсорів (4.80). Перевагою другого варіанту є оптимальна частота роботи цифрового інтерфейсу вводу-виводу, а недоліком – необхідність реалізації операцій цифрового відновлення сигналів сенсорів для передискретизації, що приводить до додаткової затримки сигналу та збільшує похибку процедури вводу сигналу [35].

Однак в одному окремому випадку цей недолік другого варіанту можна виключити. Якщо в системі керування для відновлення сигналів виконавчих пристроїв використовуються поліноми нульового порядку, то при проміжному відновленні сигналів з метою передискретизації на вході модуля реалізації алгоритму керування також доцільно використовувати екстраполяцію нульового порядку, яка практично не потребує додаткових програмних або апаратних витрат. Тому блок вводу інформації, в якому



використовується другий варіант вибору частоти дискретизації з використанням екстраполяції нульового порядку для проміжного відновлення цифрових сигналів сенсорів на вході модуля реалізації алгоритму керування, має мінімальну сумарну СКП.

Висновки до розділу 4

1. Запропоновано використовувати генераторний нульовий метод для побудови пристроїв обробки сигналів ємнісних МЕМС-сенсорів навігаційних систем МР, згідно з яким перетворення ємності в частоту реалізується при виділенні різницевої частоти сигналів двох генераторів, до складу яких входять ємності МЕМС-сенсорів (акселерометрів або гіроскопів).

2. Розроблено схеми перетворювачів ємності в частоту, які реалізовані на основі генераторного нульового методу. Різницевий принцип формування вихідного сигналу забезпечує високу чутливість пристроїв без використання зарядових підсилювачів, що підвищує стійкість схеми до впливу шумів. Використання для формування вихідних імпульсів двох ідентичних генераторів забезпечує часткову компенсацію температурних змін вихідної частоти, що розширює діапазон робочих температур пристроїв обробки. Також запропонована схема перетворювача частоти в напругу, який має високу лінійність в діапазоні частот до 1 МГц.

3. Проведено моделювання розроблених схем пристроїв обробки сигналів, яке підтвердило можливість використання різницевого принципу формування вихідного сигналу для обробки сигналів МЕМС-сенсорів навігаційних систем.

4. Показано, що параметри ємнісних МЕМС-сенсорів, заданих еквівалентними схемами резонансних контурів (паралельних та послідовних) можна визначити при вимірюванні кута фазового зсуву між двома напругами на виході вимірювального перетворювача (рис. 4.7 – рис. 4.9) та відношення амплітуд цих напруг. Розроблені схеми вимірювальних перетворювачів захищені патентами України №57135 та №57836.

5. Проаналізовано залежність похибок вимірювання резонансної частоти та смуги пропускання ємнісного МЕМС-сенсора від параметрів вимірювального перетворювача. Показано, що для підвищення точності вимірювань при визначенні резонанс-



ної частоти амплітудно-фазовим методом бажано наближати значення частот ω_1 та ω_2 , на яких проводяться вимірювання, до резонансної частоти ω_0 (при $\omega_1 = 0.9\omega_0$ і $\omega_2 = 1.1\omega_0$ $\delta_{\omega_0} \approx 0.25\sigma_\varphi$, а при $\omega_1 = 0.6\omega_0$ та $\omega_2 = 1.5\omega_0$ $\delta_{\omega_0} = 1.7\sigma_\varphi$), при визначенні смуги пропускання бажано вибирати значення частот ω_1 та ω_2 з розрахунку $\omega_2 - \omega_1 \approx (0.4 \div 0.6)\omega_0$ (при $\omega_1 = 0.9\omega_0$ та $\omega_2 = 1.1\omega_0$ $\delta_{2\Delta\omega} \approx 2.1\sigma_\varphi$, а при $\omega_1 = 0.75\omega_0$ та $\omega_2 = 1.25\omega_0$ $\delta_{2\Delta\omega} = 1.45\sigma_\varphi$), а частоти ω_1 і ω_2 мають знаходитись на відносно лінійній ділянці ФЧХ, тобто при проведенні вимірювань має забезпечуватися виконання умови $|\varphi_{1(2)}| \leq 70^\circ$. На основі запропонованих ВП розроблено структурну схему амплітудно-фазового вимірювача еквівалентних параметрів ємнісного МЕМС-сенсора.

6. Запропоновано вдосконалений фазочастотний метод вимірювання амплітуди змінної напруги синусоїдальної форми, згідно з яким амплітуда змінної напруги синусоїдальної форми перетворюється в часовий інтервал, що визначається моментами переходу гармонічного сигналу через фіксовані рівні. Показано, що даний метод можна використовувати для вимірювання відношення амплітуд змінних напруг синусоїдальної форми, при цьому похибка розроблених вимірювачів буде визначатися в основному точністю вимірювання (або перетворення) часових інтервалів (імпульсних послідовностей).

7. Запропонована модифікована схема сигма-дельта модулятора, в якій як фіксована вхідна напруга використовується напруга збудження, а вихідний код відповідає співвідношенню ємності сенсора та опорної ємності. Такий новий підхід реалізує пряме підключення ємнісного сенсора до сигма-дельта перетворювача, що забезпечує підвищення розділової здатності, точності та лінійності перетворення. Крім того, такий інтерфейс нечутливий до величини ємності між виводами сенсора та спільним проводом або до струму витoku на спільний провід.

8. Розроблено варіанти схемної реалізації пристроїв для вимірювання відхилення електричної ємності МЕМС-сенсора від номінального значення на основі закінчених інтегральних мікро-



схем AD7745/AD7746 і AD7747 фірми *Analog Devices* та CAV414/424 фірми *Analog Microelectronics*, а також прецизійного аналогового контролера ADuCM360/CM361 фірми *ARM Limited*.

9. Запропоновано методику вибору частоти дискретизації сигналів сенсорів навігаційної системи та виконавчих пристроїв в системі керування МР з врахуванням структурних зв'язків сенсорів та виконавчих пристроїв, що дозволяє знаходити оптимальні значення частот дискретизації сигналів сенсорів та виконавчих пристроїв. Потенційно система керування, до складу якої входять n сенсорів та m виконавчих пристроїв, може мати $n \cdot m$ каналів керування. Основою структурного підходу до визначення частоти дискретизації сигналів системи керування є використання двох частот дискретизації, які можна встановити в кожному з $n \cdot m$ каналів системи: $f_{ДН}$ і $f_{ДВ}$, які визначаються за результатами розв'язання прямої задачі розподілу похибок відносно похибки дискретизації – відновлення для кожного з $n \cdot m$ каналів керування. Кількість частот дискретизації кожного сенсора дорівнює кількості виконавчих пристроїв за структурою системи керування, на формування сигналів керування яких впливає сигнал даного сенсора, а частота дискретизації сигналу сенсора визначається максимальною з цих частот.

10. За даною методикою при введенні даних відбувається збільшення частоти дискретизації сигналу сенсора відносно необхідної з точки зору його частотних властивостей, похибки дискретизації-відновлення та умов відновлення інформації. Штучне завищення мінімальної частоти дискретизації сенсорів дозволяє отримати оптимальну програму опитування. На вході модуля реалізації алгоритму керування необхідно, щоб всі сенсори мали однакову частоту дискретизації, що забезпечується або задаванням всім сенсорам максимальної частоти дискретизації, або при проміжному відновленні інформації на вході модуля реалізації алгоритму керування.

ПЕРЕЛІК ЛІТЕРАТУРИ ДО РОЗДІЛУ 4

1. Анчурин, С. А. Блок инерциальных датчиков [Текст] / С. А. Анчурин, В. Н. Максимов, Е. С. Морозов, А. С. Голован, В. Ф. Шилов // Нано- и микросистемная техника. – 2011. – № 1. – С. 50-53.



2. Баранов, Л. А. Квантование по уровню и временная дискретизация в цифровых системах управления [Текст] / Л. А. Баранов. – М. : Энергоатомиздат, 1990. – 304 с.

3. Белоус, А. И. Схемотехническое конструирование БИС преобразователя емкость-напряжение для микроэлектромеханических датчиков [Текст] / А. И. Белоус, В. А. Емельянов, С. Е. Дрозд, Е. В. Коннов, Н. И. Мухуров, В. А. Плебанович // Нано- и микросистемная техника. – 2008. – № 8. – С. 15-19.

4. Брихта, М. Преобразователи ёмкости в цифровой код на основе сигма-дельта модулятора [Текст] / М. Брихта // Компоненты и технологии. – 2006. – № 1. – С. 34-36.

5. Вернер, В. Д. Современные тенденции развития микросистемной техники [Текст] / В. Д. Вернер, П. П. Мальцев, А. А. Резнев, А. Н. Сауров, Ю. А. Чаплыгин // Нано- и микросистемная техника. – 2008. – № 8. – С. 2-6.

6. Денисенко, В. В. Компьютерное управление технологическим процессом, экспериментом, оборудованием [Текст] / В. В. Денисенко. – М. : Горячая линия-Телеком, 2009. – 608 с.

7. Коноплев, Б. Г. Интегральный микромеханический гироскоп-акселерометр на основе углеродных нанотрубок [Текст] / Б. Г. Коноплев, И. Е. Лысенко, Е. В. Полищук. – Патент РФ №2334237, 2008.

8. Королев, М. А. Интегрированные микросистемы – перспективные элементы микросистемной техники [Текст] / М. А. Королев, Р. Д. Тихонов, Ю. А. Чаплыгин // Микросистемная техника. – 2003. – № 7. – С. 6-7.

9. Лысенко, И. Е. Проектирование сенсорных и актюаторных элементов микросистемной техники : учебн. пособие [Текст] / И. Е. Лысенко. – Таганрог : Издательство ТРТУ, 2005. – 103 с.

10. Лысенко, И. Е. Интегральный микромеханический гироскоп-акселерометр [Текст] / И. Е. Лысенко. – Патент РФ №2293338, 2007.

11. Макс, Ж. Методы и техника обработки сигналов при физических измерениях: В 2-х т. Т. 1. Основные принципы и классические методы [Текст] / Ж. Макс, Ж.-К. Карре, Ф. Пельтье. – М. : Мир, 1983. – 312 с.

12. Парк, Дж. Сбор данных в системах контроля и управле-



ния. Практическое руководство [Текст] / Дж. Парк, С. Маккей. – М. : ООО «Группа ИТД», 2006. – 504 с. – ISBN 5-94833-021-4.

13. Патент №57135 (Україна), МКІ G01R 25/00. Спосіб вимірювання основних параметрів послідовних резонансних контурів [Текст] / А. В. Рудик. – Реєстрац. номер заявки 2000105962. Опубліковано в бюлетені №6 від 16.06.2003.

14. Патент №57795 (Україна), МКІ G01R 25/00. Спосіб вимірювання добротності реактивних елементів [Текст] / А. В. Рудик. – Реєстрац. номер заявки 2000020904. Опубліковано в бюлетені №7 від 15.07.2003.

15. Патент №57836 (Україна), МКІ G01R 25/00. Спосіб вимірювання основних параметрів паралельних резонансних контурів [Текст] / А. В. Рудик. – Реєстрац. номер заявки 2000105975. Опубліковано в бюлетені №7 від 15.07.2003.

16. Пейтон, А. Дж. Аналоговая электроника на операционных усилителях [Текст] / А. Дж. Пейтон, В. Волш. – М. : БИНОМ, 1994. – 352 с.

17. Погалов, А. И. Разработка микрогироскопов на основе многослойных структур кремния и стекла [Текст] / А. И. Погалов, В. П. Тимошенко, С. П. Тимошенко, Ю. А. Чаплыгин // Микросистемная техника. – 1999. – № 1. – С. 36-41.

18. Прокофьев, И. В. Нано- и микросистемы для мониторинга параметров движения транспортных средств [Текст] / И. В. Прокофьев, Р. Д. Тихонов // Нано- и микросистемная техника. – 2011. – № 12. – С. 48-50.

19. Распопов, В. Я. Микромеханические приборы [Текст] / В. Я. Распопов. – М. : Машиностроение, 2007. – 400 с.

20. Редькин, П. П. Прецизионные системы сбора данных семейства MSC12xx фирмы Texas Instruments: архитектура, программирование, разработка приложений [Текст] / П. П. Редькин. – М. : Издательский дом «Додэка-XXI», 2006. – 608 с.

21. Рудик, А. В. Амплітудно-фазовий метод вимірювання добротності реактивних елементів [Текст] / А. В. Рудик // Вісник Житомирського інженерно-технологічного інституту. – 1999. – № 11. – С.106-114.

22. Рудик, А. В. Фазовий метод вимірювання добротності резонансних контурів [Текст] / А. В. Рудик // Прогресивні мате-



ріали, технології та обладнання в приладобудуванні. Тези доповідей 4-ої НТК. – Тернопіль : ТДТУ, 2000. – С. 81.

23. Рудик, А. В. Амплітудно-фазовий метод вимірювання параметрів високочастотних резонансних контурів [Текст] / А. В. Рудик, О. М. Возняк, І. В. Барановський // Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету: Наукові праці КДПУ. – 2001. – № 2 (11). – С. 137-143.

24. Рудик, А. В. Амплітудно-фазовий метод вимірювання параметрів резонансних контурів [Текст] / А. В. Рудик // Контроль і управління в складних системах. Тези доповідей 6-ої міжнародної НТК. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2001. – С. 100.

25. Рудик, А. В. Резонансний метод визначення добротності варикапів [Текст] / А. В. Рудик, С. М. Павлов // Вісник Вінницького політехнічного інституту. – 2003. – № 3. – С. 81-85.

26. Рудик, А. В. До визначення точності результатів вимірювань [Текст] / А. В. Рудик, О. О. Дрючин, А. О. Семенов // Наука і освіта-2005. Матеріали 8-ої міжнародної НПК. – Дніпропетровськ : Наука і освіта, 2005. – Т. 62. – С. 35-37.

27. Рудик, А. В. Резонансний метод вимірювання параметрів еквівалентної схеми варикапа [Текст] / А. В. Рудик // Інтегровані інтелектуальні робото-технічні комплекси (ІРТК-2012). Матеріали 5-ої міжнародної НПК. – Київ : НАУ, 2012. – С. 155-157.

28. Рудик, А. В. Амплітудно-фазовий метод вимірювання параметрів резонансних контурів [Текст] / А. В. Рудик, О. О. Семенова, А. О. Семенов // Вісник Інженерної академії України. – 2013. – № 2. – С. 276-281.

29. Рудик, А. В. Фазочастотний метод вимірювання амплітуди змінної напруги синусоїдальної форми [Текст] / А. В. Рудик // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах (Хмельницький). – 2015. – № 4. – С. 96-102. (**Index Copernicus, Google Scholar, PIIIC**)

30. Рудик, А. В. Пристрої для вимірювання електричної ємності мікромеханічних датчиків навігаційних систем мобільних роботів та її відхилення від номінального значення [Текст] / А. В. Рудик // Вісник Житомирського державного технологічного університету. Серія: Технічні науки. – 2016. – № 3 (78). – С. 93-103. (**WorldCat; BASE; Ulrich's Periodicals Directory; eLibrary;**



Google Scholar; ResearchBid; UIF)

31. Рудик, А. В. Пристрої обробки сигналів мікромеханічних давачів навігаційних систем [Текст] / А. В. Рудик // Вісник Національного університету водного господарства та природокористування. Серія: Технічні науки. – 2016. – № 4 (76). – С. 189-199.

32. Рудик, А. В. Інтегральні перетворювачі відхилення електричної ємності від номінального значення [Текст] / А. В. Рудик // Сучасні проблеми і досягнення в галузі радіотехніки, телекомунікацій та інформаційних технологій. Тези доповідей 8-ої міжнародної НПК. – Запоріжжя : ЗНТУ, 2016. – С. 67-68.

33. Рудик, А. В. Пристрої обробки сигналів мікромеханічних давачів навігаційних систем [Текст] / А. В. Рудик, А. І. Шлома // Метрологія та вимірювальна техніка (Метрологія-2016). Тези доповідей 10-ої міжнародної НТК. – Харків : ННЦ «Інститут метрології», 2016. – С. 73.

34. Рудик, А. В. Оптимізація алгоритму опитування давачів навігаційної системи мобільного робототехнічного комплексу в аналоговому інтерфейсі [Текст] / А. В. Рудик // Збірник наукових праць 6-ої міжнародної науково-практичної конференції «Метрологія, технічне регулювання, якість: досягнення та перспективи». – Одеса : ФОП Бондаренко М. О., 2016. – С. 158-163.

35. Рудик, А. В. Методика вибору частоти дискретизації сигналів давачів навігаційної системи та виконавчих пристроїв мобільних робототехнічних комплексів [Текст] / А. В. Рудик // Вісник Хмельницького національного університету. Серія: Технічні науки. – 2017. – № 1 (245). – С. 166-173. (**Index Copernicus, Google Scholar, PІНЦ, Polish Scholarly Bibliography**)

36. Рудик, А. В. Амплітудно-фазовий метод вимірювання параметрів високочастотних ємнісних МЕМС-сенсорів [Текст] / А. В. Рудик, В. П. Квасніков // Вісник Інженерної академії України. – 2017. – № 2. – С. 198-204.

37. Самойлов, Л. К. Дискретизация сигналов по времени (практика, алгоритмы) : монография [Текст] / Л. К. Самойлов, А. А. Палазиенко, В. В. Сарычев, Г. И. Ткаченко. – Таганрог : Издательство ТРТУ, 2000. – 81 с.

38. Самойлов, Л. К. Итерационные алгоритмы выбора частоты дискретизации аналоговых сигналов в цифровых системах



управления и контроля [Текст] / Л. К. Самойлов // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2012. – № 2. – С. 43-53.

39. Сарычев, В. В. Реализация программного опроса первичных преобразователей в информационно-измерительных системах [Текст] / В. В. Сарычев, М. Г. Ткаченко, Г. И. Ткаченко // Известия ТТИ ЮФУ-Дон НТУ: Материалы IX Международного научно-практического семинара «Практика и перспективы развития партнёрства в сфере высшей школы». – Таганрог : Издательство ТТИ ЮФУ. Кн. 1. – 2008. – № 8. – С. 186-193.

40. Суп'ян, В. Я. Фазові співвідношення при множенні частоти сигналів [Текст] / В. Я. Суп'ян, А. В. Рудик, І. В. Барановський // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах (Хмельницький). – 1999. – № 1. – С. 5-11.

41. Суп'ян, В. Я. Вимірювання несучої частоти сигналу з амплітудно-імпульсною модуляцією [Текст] / В. Я. Суп'ян, А. В. Рудик, Я. В. Суп'ян, О. В. Суп'ян // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах (Хмельницький). – 2000. – № 4. – С. 54-59.

42. Цикин, И. А. Дискретно-аналоговая обработка сигналов [Текст] / И. А. Цикин. – М. : Радио и связь, 1982. – 160 с.

43. Шарапов, В. М. Пьезоэлектрические датчики [Текст] / В. М. Шарапов, М. П. Мусиенко, Е. В. Шарапова. – М. : Техносфера, 2006. – 632 с.

44. Crochiere, R. E. Interpolation and Decimation of digital signals. A Tutorial Review [Text] / R. E. Crochiere, L. R. Rabiner // Proceedings of the IEEE. – March 1981. – Vol. 69, № 3. – P. 300-332.

45. Elwenspoek, M. Mechanical microsensors [Text] / M. Elwenspoek, R. Wiegerink. – Springer, 2001. – 308 p.

46. Maheshwari, R. Multirate DSP and its technique to reduce the cost of the analog signal conditional filters [Text] / R. Maheshwari, M. Bharadia, M. Gupta // International Journal of Computer Applications. – August 2010. – Vol. 4, № 10. – P. 27-34.

47. Xie, H. Gyroscope and micromirror design using vertical-axis CMOS-MEMS actuation and sensing [Text] / H. Xie. – Carnegie Mellon university, 2002. – 246 p.

48. CAV414 – Capacity/voltage (C/V-) transducer IC with adjustable output voltage: [Електронний ресурс]. URL: <http://www>.



analogmicro.de. (Дата звернення: 05.09.2016).

49. CAV424 – C/U transducer IC with adjustable output voltage: [Електронний ресурс]. URL: <http://www.analogmicro.de>. (Дата звернення: 05.09.2016).

50. CAV444 – C/V transmitter IC with adjustable output voltage for capacitive input signals: [Електронний ресурс]. URL: <http://www.analogmicro.de>. (Дата звернення: 05.09.2016).

51. Extending the Capacitive Input Range of the AD7745/AD7746 Capacitance-to-Digital Converter. Circuit Note CN-0129: [Електронний ресурс]. URL: <http://www.analog.com>. (Дата звернення: 07.09.2016).

52. Using the ADuCM360/ADuCM361 Low Power, Precision Analog Microcontroller with Dual Sigma-Delta ADCs, ARM Cortex-M3: [Електронний ресурс]. URL: <http://www.analog.com>. (Дата звернення: 07.09.2016).

53. 24-Bit Capacitance-to-Digital Converter with Temperature Sensor AD7745/ AD7746 Analog Devices: [Електронний ресурс]. URL: <http://www.analog.com>. (Дата звернення: 09.09.2016).

54. 24-Bit Capacitance-to-Digital Converter with Temperature Sensor AD7747 Analog Devices: [Електронний ресурс]. URL: <http://www.analog.com>. (Дата звернення: 07.09.2016).



ВИСНОВКИ

1. Проведений аналіз відомих методів вимірювання прискорення, на основі якого розроблено класифікацію даних методів. Розглянуто основні технічні параметри і характеристики акселерометрів та представлено порівняльний аналіз різних технологій акселерометрів. Показано, що для мобільної робототехніки найкращими на даний час за характеристиками є поверхневі ємнісні акселерометри. На основі огляду сучасного стану і технологій виробництва акселерометрів представлена їх класифікація.

2. Проаналізовано вплив дестабілізуючих факторів, таких як кліматичні фактори (температура, тиск, вологість), шуми, завади і вібрації, на процес проведення вимірювань прискорення різними методами. Показано, що при вірному врахуванні властивостей і особливостей акселерометра, характерних для технології МЕМС, можна значно підвищити технічні параметри приладової системи МР, що характеризують його здатність детектувати нахил, параметри руху, положення, вібрацію та удар.

3. Для підвищення точності визначення параметрів руху МР запропоновано загальну кількість координат об'єкта на інтервалі часу ділити на групи з однаковою кількістю координат (дві для швидкості, три для прискорення і чотири для різкості) і за результатами усереднення кодів координат в групах визначати середні значення параметрів руху об'єкта на заданому часовому інтервалі. Доведено, що ефективність запропонованого способу визначення параметрів руху об'єкта суттєво залежить від кількості використовуваних для обчислень координат.

4. Запропоновано математичну модель впливу робочих умов (середовища) на коефіцієнт чутливості засобу вимірювання. Проаналізовано відхилення коефіцієнта чутливості засобу вимірювання від номінального значення залежно від групи факторів та кількості членів розкладу функції в ряд Тейлора.

5. З'ясовано, що точність визначення координат МР при використанні різних видів дальномірних і радіальних методів практично однакова. Складено бюджет похибок визначення псевдодальності, псевдошвидкості та псевдоприскорення дальномірними методами і з'ясовано потенційні значення їх сумарних похибок (відповідно 6.3 м, 0.09 м/с та 0.0238 м/с²).



6. Вперше отримано математичну модель, яка визначає залежність швидкості ультразвуку в повітрі від групи кліматичних факторів та швидкості вітру. Необхідно враховувати, що на вихідний сигнал п'єзовипромінювача суттєво впливає зміна температури повітря, а також менш значуще атмосферний тиск і відносна вологість повітря. Тому до складу ультразвукового далекоміра мають входити сенсори кліматичних параметрів з обов'язковим використанням їх показань для підвищення точності НЧВ.

7. Показано, що розв'язання проблеми зменшення навантаження на джерела живлення і обчислювальні блоки МР полягає у створенні мережевої архітектури, в якій сигнали надходять від сенсорних вузлів до блоків системи керування у вже обробленому вигляді. Проаналізовано використання в МР мультиосьових сенсорів та мультисенсорних модулів з оптимізованою сенсорною архітектурою для комплексної обробки сенсорних сигналів.

8. Коротко розглянуто найсучасніші технології, які провідні виробники використовують при розробці МРТК малої помітності, а також перспективні заходи, спрямовані на підвищення якості компонентів та конструктивної досконалості таких об'єктів. Показано, що тільки за рахунок системного підходу можна технічними засобами РЛС компенсувати зменшення ефективної поверхні розсіювання об'єктів стелс-технологій при їх виявленні.

9. Представлені математичні моделі МЕМС-акселерометра ММА7331LT в різних формах (механічна, електрична і схематична), проведена оцінка параметрів електричної моделі (передавальної функції за каналом "прискорення – вихідна напруга") та доведена її адекватність. Показано, що використання представлених "індивідуальних" моделей акселерометра ММА7331LT дозволяє підвищити точність визначення прискорення з 14% для паспортних даних до 3.5% для "індивідуальних" моделей.

10. Вперше отримано узагальнене рівняння похибок акселерометрів БІНС і складена блок-схема формування похибок у вихідному сигналі акселерометрів. Проаналізовано складові випадкової похибки акселерометрів (нестабільність нуля, випадкове блукання прискорення та обумовлені наявністю білого і марковського шумів) та наведено моделі формування складових випадкової похибки з білого шуму і білої послідовності.



11. Отримано співвідношення для оцінки похибок одноканальної БІНС на короткому часовому інтервалі за значеннями інструментальних похибок інерціальних сенсорів без моделювання алгоритму інерціальної системи. Доведено, що при реалізації БІНС на інерціальних МЕМС-сенсорах низького класу точності МЕМС-гіроскопи з часом накопичують значно більші похибки визначення параметрів руху та орієнтації порівняно з МЕМС-акселерометрами приблизно такого самого класу точності.

12. Доведено, що за допомогою варіації Алана можна оцінювати мінімальне значення дисперсії похибки оцінювання постійної складової методом усереднення і визначати оптимальний час усереднення, що є важливим при калібруванні інерціальних сенсорів. Розроблено спеціалізоване програмне забезпечення, яке дозволяє проводити обчислення варіації Алана за результатами обробки високочастотної інформації інерціальних сенсорів при тривалих запусках з подальшою поліноміальною апроксимацією.

13. Запропоновано при проведенні досліджень точнісних характеристик приладових систем вимірювання параметрів руху МР та навігаційних приладів і пристроїв на приладобудівних підприємствах разом з класичними методами статистичної обробки використовувати метод варіації Алана як ефективний спосіб ідентифікації структури шумів в каналі засобу вимірювання.

14. Отримано модель похибок БІНС при визначенні швидкості і координат МР, на основі якої розроблено узагальнену блок-схему формування похибок БІНС при визначенні параметрів руху об'єкта. Показано, що точність визначення лінійних швидкостей і координат визначається похибками орієнтації, а величина похибок БІНС залежить від динаміки руху об'єкта.

15. Запропоновано використовувати генераторний нульовий метод для побудови пристроїв обробки сигналів ємнісних МЕМС-сенсорів навігаційних систем МР і розроблено схеми таких перетворювачів. Різницевий принцип формування вихідного сигналу забезпечує високу чутливість пристроїв і підвищує стійкість схеми до впливу шумів. Використання для формування вихідних імпульсів двох ідентичних генераторів забезпечує часткову компенсацію температурних змін вихідної частоти, що розширює діапазон робочих температур пристроїв обробки.



16. Показано, що параметри ємнісних MEMC-сенсорів, заданих еквівалентними схемами резонансних контурів можна визначити при вимірюванні кута фазового зсуву між двома напругами на виході вимірювального перетворювача та відношення амплітуд цих напруг (схеми перетворювачів захищені патентами України №57135 і №57836). Проаналізовано залежність похибок вимірювання резонансної частоти і смуги пропускання ємнісного MEMC-сенсора від параметрів вимірювального перетворювача.

17. Запропоновано вдосконалений фазочастотний метод вимірювання амплітуди змінної напруги синусоїдальної форми, який в даній роботі використовується для вимірювання відношення амплітуд змінних напруг, при цьому похибка розроблених вимірювачів буде визначатися в основному точністю вимірювання (або перетворення) часових інтервалів.

18. Розроблена модифікована схема сигма-дельта модулятора, в якій реалізується пряме підключення ємнісного сенсора до сигма-дельта перетворювача, що забезпечує підвищення роздільної здатності, точності та лінійності перетворення. Такий інтерфейс нечутливий до величини ємності між виводами сенсора та спільним проводом або до струму витоку на спільний провід.

19. Розроблено варіанти схемної реалізації пристроїв для вимірювання відхилення електричної ємності MEMC-сенсора від номінального значення на основі закінчених інтегральних мікросхем AD7745/AD7746 і AD7747 фірми *Analog Devices* та CAV414/424 фірми *Analog Microelectronics*, а також прецизійного аналогового контролера ADuCM360/CM361 фірми *ARM Limited*.

20. Запропоновано методику вибору частоти дискретизації сигналів сенсорів навігаційної системи та виконавчих пристроїв в системі керування МР з врахуванням структурних зв'язків сенсорів та виконавчих пристроїв, що дозволяє знаходити оптимальні значення частот дискретизації сигналів сенсорів та виконавчих пристроїв. За даною методикою при введенні даних відбувається збільшення частоти дискретизації сигналу сенсора відносно необхідної з точки зору його частотних властивостей, похибки дискретизації-відновлення та умов відновлення інформації. Штучне завищення мінімальної частоти дискретизації сенсорів дозволяє отримати оптимальну програму опитування.



Додаток А
Технічні характеристики акселерометрів різних типів (дані зі специфікацій виробників)

Сенсор/ Параметр	Функціональне призначення	Кількість вимірюваль- них осей	Максимальний діапазон прис- корень S_{max} , g (повна шкала)	Тип виходу	Чутливість В/г (при 25°C)	Зміщення нуля U_{0g} , В	Дрейф чут- ливості (в повному діапазоні)	Дрейф зміщення (в повному діапазоні)	Діапазон робочих частот, Гц
П'єзoeлектричні сенсори									
0 273 101 141/ 0 273 101 150/ 0 273 101 131/ Bosch	П'єзoeлектричні сенсори фронтальних прискорень	1 або 2 (XXX 150)	±35	Аналоговий у діапазоні (1÷5) В	60 мВ/г (57,5÷62,5)	±45 мВ (0 273 101 141); $U_{0g} \pm 60$ мВ (0 273 101 150; 0 273 101 131)	4% в повному діапазоні	–	0,9÷250 (0 273 101 141); 0,9÷340 (0 273 101 150; 0 273 101 131)
0 261 231 148/ 0 261 231 153/ 0 261 231 118/ Bosch	П'єзoeлектричні сенсори детонації	1	0,1÷400	3 високим імплантом > 1 МОм	(26±8) мВ/г на 5 кГц	–	0,06 мВ/(г·°C)	–	1÷20000
8694M1 Kistler	Триосовий сенсор компре- сійного типу	3	±500	Аналоговий у діапазоні (2÷6) В	4 мВ/г	4 В	0,054%/°C	–	10÷20000
П'єзoeзистивні сенсори									
3031MSI	Одноосовий п'єзoeзистив- ний сенсор для креш-тестування	1	±50; 100; 200; 500	Мостовий, каліброва- ний в діапа- зоні ±5 В	(0,6÷0,06) мВ/г	–	–	–	0÷(1000...2400)
3255MSI	Одноосовий п'єзoeзистив- ний сенсор для креш-тестування (будь-якої осі)	1 (кріплення допускає детектування будь-якої осі)	±25; 50; 100; 250; 500	Аналоговий вихід (0,5÷4,5) В	(76÷3,8) мВ/г	–	–	–	0÷(1000...2400)
EGAS Entran (MSI)	Одноосовий та триосовий п'єзoeзистивний сенсор	1 або 3	±5 ... ±2500	Мостовий; ±100 мВ	(20÷0,04) мВ/г	±15 мВ	±2,5%/50°C	±1 мВ/50°C	0÷(150 ... 3500)
EGAS Entran (MSI)	Одноосовий мінаторний п'єзoeзистивний сенсор	1	±5 ... ±5000	Мостовий; ±75; 125 або 250) мВ	(15÷0,05) мВ/г	±15 мВ	±2,5%/50°C	±2,5 мВ/50°C	0÷(150 ... 3500)



Емісійні сенсори					
7290A Microtron Endevco	Емісійний акселерометр – сенсор змінної ємності	1 (Z)	Диференціальний аналоговий вихід	(1±0.02) B/g (7290A-2); (200±10) mB/g (7290A-10); (66±4) mB/g (7290A-30)	±2% ±3% ±50 mB max
7596AM3 Endevco				(1±0.02) B/g (7596A-2); (200±10) mB/g (7596A-10); (66±4) mB/g (7596A-30)	±6%; ±8% для 7596A-50
7292A- XXM1 Endevco				(200±10) mB/g (7292A-10M1); (66±4) mB/g (7292A-30M1); (40±2) mB/g (7292A-50M1)	±6%; ±8% для 7292A-50M1
SCA103T- D04; SCA103T- D05 VPI				280 mB/g та 140 mB/g або 16 B/g та 8 B/g; точність калібрування чутливості ±5%	Верхня частота зрізу (8÷28) Гц на рівні -3 дБ; детектування статичного прискорення
SCA100T- D01; SCA103T- D02 VPI	Високоточні одноосові інклінометри	1 (Y)	Пропорційний диференціальний аналоговий вихід або SPI	U _{ад} /2 (точність калібрування зміщення при 25°C 0.05% та 0.11% або ±1 мВ та ±2 мВ)	±15 мВ
SCA61T- FAH11G; SCA61T- FA11HGVPI	Двоосові інклінометри	2 (X, Y)	Пропорційний диференціальний аналоговий вихід або SPI	U _{ад} /2 (точність калібрування зміщення при 25°C ±2 мВ та ±4 мВ)	±15 мВ
SCA61T- FAH11G; SCA61T- FA11HGVPI	Одноосові інклінометри	1 (Y)	Пропорційний диференціальний аналоговий вихід або SPI	U _{ад} /2 (точність калібрування зміщення при 25°C ±2 мВ та ±4 мВ)	±15 мВ
SCA111T; SCA121T VPI	Одно- та двоосові автономні інклінометри	1 (X) {111T-D02; 111T-D04}; 2 (X, Y) {121T-D03; 121T-D05; 121T-D07};	Аналогова напряга	35 mB/g (121T-D03; 121T-D05); 70 mB/g (111T-D02; 121T-D07; 111T-D04)	Верхня частота зрізу 18 Гц на рівні -3 дБ; детектування статичного прискорення



Резонансна частота f_0 , Гц	Напруга живлення, В	Споживаний струм, мА/ Споживана потужність, Вт	Роздільна здатність, мГ	Шуми (спектральна густина або піковий розмах амплітуди шумів)	Нелінійність, % від повної шкали	Поперечна чутливість, %	Радіометричність, %	Здатність провадити перевантаженням, В	Довготривалість	Тип корпусу, розміри та маса	Діапазон робочих температур, °С
II* електроімітційні сенсори											
–	5 (4,75÷5,25) для xxx 141; 4÷5,25 для xxx 150 та xxx 131)	12 мА для xxx 141; 15 мА для xxx 150 та xxx 131)	–	–	–	–	–	–	–	(50×35×20) мм для xxx 141; (20×20×8) мм для xxx 150/ xxx 131	-45...95
>25000	–	–	–	–	15-41 мВ/г	–	–	–	–	(34×48×26) мм для xxx 148; (27×52×24) мм для xxx 153/ xxx 118	-40...130 -40...150
80000	12 – 30	Споживаний струм (2...20) мА	25 мГ	–	1	5	–	2000	–	Титановий корпус з вбудованою електронікою; вага 2,5 г	-55...135
II* с'юрезистивні сенсори											
2000...5000	5...10	Споживаний струм 8,5 мА	–	1,0 мВ піковий розмах	0,5	1	–	1000-2000	–	SMD	-40...125
–	4...7	Споживаний струм 10 мА	–	10 мВ піковий розмах	0,2	1	–	2000	–	–	–
300...7000	15	Споживаний струм 11,5 мА	–	–	1	2	–	500-10000	–	Корпуси спеціальної геометрії; вага 1 г	–
300...8000	15	–	–	–	1	3	–	25-10000	–	Один з трьох варіантів геометрії корпусу (3,6×3,6×6,9) мм; вага 0,5 г	-40...120



Ємнісні сенсори									
1300 (A-2); 3000 (A-10); 5500 (A-30)	9,5÷18,0	Споживаний струм 8,5 мА (10 мА max)	0,0005 (A-2); 0,0025 (A-10); 0,008 (A-30)	Залишковий шум 100 мкВ в діапазоні (0,5÷100) Гц	±2	–	20000	–	Розміри корпусу (25×21,6×7,6) мм; вага 10 г Розміри корпусу (25×21,6×9,9) мм; вага 13 г Розміри корпусу Ø25,4×14 мм; вага 40 г
1300 (A-2); 3000 (A-10); 5500 (A-30)	8,5÷30	Споживаний струм 4,5 мА (8 мА max)	0,0005 (A-2); 0,0025 (A-10); 0,008 (A-30)	±0,2 (0,5 max) (10M1, 30M1) ±1 (2 max) (50M1)	±1	–	20000	–	–55...121
3000 (10M1); 5500 (30M1); 5500 (50M1)			0,0025 (10M1); 0,008 (30M1); 0,012 (50M1)						
–	5 (4,75÷5,25)	Споживаний струм (4÷5) мА	0,001 в смузі 10 Гц; цифрова роздільна здатність вихо- ду 0,009/LSB та 0,017/LSB або 12 біт	0,0004°/Гц в діапазоні (0÷100) Гц	±4	1	20000	<0,014°	DIL-12; 9×5×11 мм; <1,2 г –55...125
		Споживаний струм (2,5÷4) мА	Цифрова розді- лова здатність виходу 11 біт	15 мкВ/Гц в діапазоні (0÷100) Гц					
–	5 (4,75÷5,25) або 16 (7÷35)	Споживаний струм 5 мА	0,001	–	±3	–	20000	0,25 mg	DIL-8; 9×5×11 мм; <1,0 г 30×30×13 мм; 60 г; клас захисту IP66



Сенсор/ Параметр	Функціо- нальне при- значення	Кількість вимірюва- льних осей	Максимальний діапазон при- середнього S_{max} , g (повна шкала)	Тип виходу	Чутливість мВ/g (при 25°C)	Зміщення нуля U_{0g} , В	Дрейф чутли- вості (в повно- му діапазоні)	Дрейф зміщення (в повному діапазоні)	Діапазон робочих частот, кГц
Нікелеві акселерометри Silicon Designs									
1210	Одноосові аналогові ІС	1 (Z)	±5g (1210-005); ±10g (1210-010); ±25g (1210-025); ±50g (1210-050); ±100g (1210-100); ±200g (1210-200); ±400g (1210-400)	Диференціальний вихід ±4 В або уніполярний вихід (0.5-4.5) В	Диференціальна чутливість 800 (1210-005); 400 (1210-010); 160 (1210-025); 80 (1210-050); 40 (1210-100); 20 (1210-200); 10 (1210-400) Уніполярна – по- ловина вказаного значення	Помилка калі- брування 2%, 4%, максимум (1210-005); 1%, 2%, максимум (від 1210-010 до 1210-400)	Помилка калібрування 1%, 2% максимум; температурний дрейф ±300 ppm/°C	Температурний дрейф 100 ppm/°C; 300 ppm/°C мак- симум (1210-005); 200 ppm/°C мак- симум (від 1210- 010 до 1210-400)	0±0.4 (1210-005); 0±0.6 (1210-010); 0±1 (1210-025); 0±1.5 (1210-050); 0±2 (1210-100); 0±2.5 (1210-200); 0±3.5 (1210-400)
2412	Аналоговий триосовий з відкритим фреймом на основі трьох сенсорів 1210	3	±5g (2412-005); ±10g (2412-010); ±25g (2412-025); ±50g (2412-050); ±100g (2412-100)	Диференціальний вихід ±4 В або уніполярний вихід (0.5-4.5) В	Дані аналогічні 1210	Дані аналогічні 1210	Помилка калібрування 1.5% (типова) та 3% (максимальна)	Дані аналогічні 1210	Дані аналогічні 1210
2220	Одноосові аналогові мо- дулі на основі сенсорів 1210	1	±(2÷200)g						
1010	Одноосові цифрові ІС	1 (Z)	±2g (1010-002); ±5g (1010-005); ±10g (1010-010); ±25g (1010-025); ±50g (1010-050); ±100g (1010-100); ±200g (1010-200)	TTL/ CMOS частотний вихід напряму	Помилка калі- брування 2%, 4% максимум (1100-002); 1%, 2% максим- ум (від 1100- 005 до 1100- 200)	Помилка калі- брування 1%, 2% максимум; температурний дрейф ±300 ppm/°C	Температурний дрейф 150 ppm/°C; 400 ppm/°C мак- симум (1100-002); 100 ppm/°C; 300 ppm/°C мак- симум (від 1100-005 до 1100-200)	Температурний дрейф 100 ppm/°C; 200 ppm/°C мак- симум (2220-002); 50 ppm/°C; 100 ppm/°C мак- симум (від 2220- 005 до 2220-200)	0±0.4 (1100-002); 0±0.6 (1100-005); 0±1 (1100-010); 0±1.4 (1100-025); 0±1.6 (1100-050); 0±1.8 (1100-100); 0±2 (1100-200)



П'єзооплівкові акселерометри MSI						
АСН01-XX (АСН01-02/ АСН01-03/ АСН01-04) призначення	Недорогий одноосовий акселерометр загального призначення	1 (Z)	Динамічний діапазон $\pm 250\text{g}$ типовий; $\pm 150\text{g}$ мінімум	Вихід з високим імпульсом – 20 кОм	10 мВ/г; діапазон (7 \pm 1) мВ/г	Температурна чутливість 0.35 г/°C
АСН04-08-05	Триосовий акселерометр	3	Динамічний діапазон $\pm 250\text{g}$	Аналого- вий	1.8 мВ/г	0.001 \pm 20 (нижня межа 0.005 мак- симум, верхня – 10 мінімум)
АСН04-08-09	Одноосовий акселерометр спеціального призначення	1 (Y)	Динамічний діапазон $\pm 40\text{g}$	–	6 мВ/г	0.0005 \pm 4 0.0002 \pm 1.5
Теплові акселерометри Memisc						
MXA 2500G/M	Двоосовий аналоговий акселерометр з покращени- ми характе- ристиками та шумовими властивос- тями	1	$\pm 1.7\text{g}$	Аналоговий	500 (475 \pm 525) LSB/g (G/M) або 128 (122 \pm 134) LSB/g (H/N)	Температурний дрейф $\pm 1.5\text{ mg/}^\circ\text{C}$ 0.017 (0.015 \pm 0.019); до 160 кГц
MXC 6202 G/H/M/N	Двоосовий цифровий акселерометр з малим енергоспожи- ванням, в тонкому кор- пусі з інтер- фейсом I ² C	2	$\pm 2\text{g}$	I ² C	$\pm 0.1\text{g};$ 2048 (1996 \pm 2100) LSB (G/M) або 512 (499 \pm 525) LSB (H/N)	Температурний дрейф $\pm 1.0\text{ mg/}^\circ\text{C}$ 0.017 (0.015 \pm 0.019); до 150 кГц



Резонансна частота f_0 , Гц	Напруга живлення, В	Споживаний струм, мА/Споживана потужність, Вт	Час готовності до роботи, мс	Розділова здатність, мг	Шуми (спектральна густина або піковий розмах амплітуди шумів, мкВ/Гц)	Непідвищеність, % від повної шкали	Попередня очисна здатність, %	Радіометричність, %	Здатність протидіяти перешкодам	Тип корпусу, розміри та маса	Діапазон робочих температур, °C
Нікелеві акселерометри Silicon Designs											
—	5 (4.75÷5.25)	7 мА; 10 мА (макс.)			32 (1210-005); 63 (1210-010); 158 (1210-025); 316 (1210-050); 632 (1210-100); 1265 (1210-200); 2530 (1210-400)	±0.5; ±1 макс-симум	±2; ±3 макс-симум	—	2000g макс-симум за 0.1 мс	xLLC 20; J-ILLC 20; вага 0.62 гр.	-55...+125
—	5	21 мА максимум	—	—	Дані визначаються	±0.3; ±0.5 макс-симум	±1; ±2 макс-симум	—	—	(30.5×30.5×25) мм, вага 16 гр.	-40...+85
—	9÷32	12 мА; 14 мА (макс.)			1210	±0.5; ±1 макс-симум	±2; ±3 макс-симум	—	—	вага 10 гр.	-55...+125
—	5 (4.5÷5.5)	2 мА; 3 мА (макс.)			—	—	—	—	—	LLC 20 або JLLC 20; вага 0.62 гр.	-55...+125
П'єзоплівкові акселерометри MSI											
> 35	3÷40	2 мкА (типовий)		Шумовий поріг 40 мкВ/Гц	130 (10 Гц); 20 (100 Гц); 6 (1 кГц)	0.1% типове; 1% максимум	2 типове; 5 максимум	—	1000 g	(13×19×6) мм, вага 3 гр., адгезивне кріплення	-40...+85
9.2		6 мкА (типовий)		Шумовий поріг 200 мкВ/Гц	Шумовий поріг 200 мкВ/Гц	0.1%	15	—	—	(11×10×2) мм, вага 0.35 гр.	
3.4	3÷28	2 мкА (типовий)		Шумовий поріг 200 мкВ/Гц	Шумовий поріг 200 мкВ/Гц	0.1%	< 20%	—	—	—	
Теплові акселерометри Memsic											
—	3÷5.25	3.1 (2.5÷3.9) при 5 В; 3.8 (3÷4.6) при 3 В	160 (5 В); 300 (3 В)	—	0.2 мг/Гц; 0.4 мг/Гц макс.	±0.5; ±1 максимум	±2	—	50000 g	LLC (5×5×2) мм, вага 1 гр.	-40...+105 (M); 0...+70 (G)
—	3 (2.7÷3.6)	1.8 мА	75; 100 макс.	0.5 мг; 1 мг макс.	0.58 мг/Гц	—	—	—	—	LLC (5×5×1.55) мм, вага 0.8 гр.	-40...+85 (M/N); 0...+70 (G/H)



Порівняльний аналіз переваг та недоліків різних технологій акселерометрів

Технологія акселерометрів	Переваги, основні відмінності	Недоліки, обмеження
1. Електро механічні акселерометри типу <i>ball-in-tube</i>	1. Висока розділова здатність. 2. Можливість детектування статичного прискорення. 3. Наявність сенсорів серво-типу.	1. Великі габаритні розміри та інерційна маса. 2. Чутливість до корозії, шкідливої дії атмосфери та забруднень. 3. Нестабільність роботи внаслідок різної електрохімічної активності використовуваних матеріалів та покриттів. 4. Перемикальний тип. 5. Висока ціна.
2. Безконтактні сенсори магнітного поля (Хола, Віганда та ін.)	1. Працюють в діапазоні низьких частот. 2. Можливість детектування статичного прискорення. 3. Випускаються аналогова та ШІМ-версії. 4. Наявність інтегрованої в ІС схеми обробки сигналу.	1. Значні розміри та вага інерційної маси. 2. Часовий (старіння магніту) та температурний дрейф точності.
3. П'єзоелектричні сенсори	1. Можливість детектування високих рівнів g. 2. Висока лінійність та широкий динамічний діапазон. 3. Висока розділова здатність. 4. Висока точність. 5. Робота в широкому діапазоні частот (0.001...20000) Гц. 6. Однорідна чутливість у всьому частотному діапазоні. 7. Можливість роботи при температурах вище 300 °C для сенсорів з високим імпедансом. 8. Мультиосьове виконання. 9. Малі габарити та маса. 10. Висока міцність. 11. Виконуються з п'єзокераміки, яка є недорогою альтернативою кварцу.	1. Неможливість детектування статичного прискорення. 2. Пристрої потребують калібрування (мікроконтролерної обробки). 3. Мають на друкованій платі інтегровану схему обробки. 4. Високий вихідний імпеданс кварцового сенсорного елемента порядку 10^{14} Ом. 5. Сенсори з високим імпедансом чутливі до шумів, високої вологості та забруднень. 6. Висока ціна.



Технологія акселерометрів	Переваги, основні відмінності	Недоліки, обмеження
4. П'єзоплівкові сенсори MSI	<ol style="list-style-type: none">1. Широкий динамічний діапазон та висока чутливість.2. Високі лінійність характеристик та розділова здатність.3. Простота та мініатюрність чутливого елементу.4. Стійкість до вологості та забруднень.5. Мультиосьове виконання.6. Малі габарити та маса, а також інтегральний корпус.7. Низька ціна.	<ol style="list-style-type: none">1. Неможливість детектування статичного прискорення.2. Чутливість до електромагнітних завад.3. Температурна чутливість.4. Відносно висока поперечна чутливість.5. Складність технології виробництва сенсора – механічного та електричного дизайну.6. Відсутність сенсорів на кремнієвій підкладці.
5. Об'ємні п'єзорезистивні сенсори	<ol style="list-style-type: none">1. Високі рівні детектованих прискорень, включаючи статичні.2. Висока чутливість мостового елементу.3. Висока лінійність характеристик.4. Висока розділова здатність.5. Мультиосьове виконання (однак в неінтегральному виконанні).	<ol style="list-style-type: none">1. Обмежений діапазон робочих частот (до декількох кГц).2. Обмеження за кількістю детектованих осей.3. Чутливі до змін температури, ударів та механічних дій.4. П'єзорезистори потребують узгодження, підгонки та калібрування; схеми обробки не інтегровані з вимірювальним кремнієвим кристалом.5. Висока або середня ціна.
6. Поверхневі ємнісні кремнієві MEMS- акселерометри	<ol style="list-style-type: none">1. Можливість детектування всіх типів прискорень, включаючи кутові.2. Мультиосьове виконання.3. Наявність сервосенсорів з високою лінійністю, точністю і температурною стабільністю.4. Зменшений дрейф параметрів та покращені шумові характеристики.5. Висока розділова здатність.6. Інтегрованість схем обробки сигналу в корпусі ІС.7. Однокристальна система.8. Наявність функцій самотестування, програмуваність; підтримка більшості інтерфейсів.9. Мале енергоспоживання та низька ціна.	<ol style="list-style-type: none">1. Обмежений діапазон робочих частот.2. Ключові проблеми, що розв'язуються при розвитку технології – зменшення шумового порогу, підвищення розділової здатності та точності.



Технологія акселерометрів	Переваги, основні відмінності	Недоліки, обмеження
7. Об'ємні емнісні кремнієві MEMS- акселерометри	1. Простота сенсорного елементу. 2. Детектування прискорень до $\pm 100g$, включаючи DC. 3. Високі точність, розділова здатність та температурна стабільність. 4. Малий дрейф параметрів. 5. Покращені шумові характеристики. 6. Схеми обробки сигналу розміщені в інтегральному корпусі. 7. Низька або середня ціна.	1. Технологія передбачає отримання найкращих результатів при детектуванні переважно low-g рівня. 2. Обмежений діапазон робочих частот (контролюється демпфіруванням). 3. Нелінійність фізичної природи емнісного елементу. 4. Значна площа емнісного елементу. 5. Обмежена кількість осей. 6. Дво- або трикристальні сенсори.
8. Об'ємні емнісні нікелеві MEMS- акселерометри (Silicon Designs)	1. Простота сенсорного елементу. 2. Детектування прискорень в широкому діапазоні до 20000g (на практиці до 400g). 3. Детектування статичних прискорень. 4. Висока міцність та жорсткість сенсорного елементу. 5. Високі надійність та температурна стабільність. 6. Широкий температурний діапазон до 200 °C. 7. Інтегральний корпус, сенсор на кремнієвій основі. 8. Низька ціна.	1. Порівняно мала емність та відповідно малі зміни вихідного сигналу. 2. Обмежений діапазон робочих частот (контролюється демпфіруванням). 3. Порівняно велика площа емнісного елементу. 4. Обмежена кількість осей. 5. Двокристальний сенсор.
9. Теплові акселерометри Memsic	1. Висока надійність. 2. Детектування статичного прискорення. 3. Низький рівень шуму. 4. Висока розділова здатність. 5. Однокристальна система. 6. Розширення для схем зі змішуванням сигналів. 7. Наявність функції самотестування; програмованість. 8. Найнижча ціна.	1. Обмежений діапазон робочих частот. 2. Температурна чутливість та помітні похибки і дрейфи параметрів – вплив зменшується при вдосконаленні процесу виробництва.



Додаток В

Таблиця В.1

Вклад похибок акселерометрів в похибки БІНС при визначенні кута тангажу,
лінійної швидкості та координати

Похибка	Похибка визна-чення кута тангажу $\sigma_{\Delta\beta}^A(t)$, рад	Похибка визначення лінійної швидкості $\sigma_{\Delta V}^A$, м/с	Похибка визначення координати $\sigma_{\Delta X}^A$, м
Систематична складова, σ_S^A , м/с ²	$\frac{\sigma_S^A t^2}{2R} \cong 0$	$\sigma_S^A \cdot t$	$\frac{\sigma_S^A t^2}{2}$
Вплив коефіцієнта перетворення, $\sigma_{\Delta k}^A$, %	$\frac{\sigma_{\Delta k}^A \dot{V}_{X^g} t^2}{200R} \cong 0$	$\frac{\sigma_{\Delta k}^A \dot{V}_{X^g} t}{100}$	$\frac{\sigma_{\Delta k}^A \dot{V}_{X^g} t^2}{200}$
Вплив шуму, v_{IRW} , м/с ^{3/2}	$\frac{v_{IRW} t^{1.5}}{\sqrt{3}R} \cong 0$	$v_{IRW} \sqrt{t}$	$\frac{v_{IRW} t^{1.5}}{\sqrt{3}}$
Вплив нестабільності нуля, $\sigma_{BI}^{\Delta a}$, м/с ² (при $\tau_C > 1000$ с)	$\frac{\sigma_{BI}^{\Delta a} t^{2.5}}{R \sqrt{10 \tau_C^{\Delta a}}} \cong 0$	$\frac{\sigma_{BI}^{\Delta a} t^{1.5}}{\sqrt{1.5 \tau_C^{\Delta a}}}$	$\frac{\sigma_{BI}^{\Delta a} t^{2.5}}{\sqrt{10 \tau_C^{\Delta a}}}$

Таблиця В.2

Вклад похибок гіроскопів в похибки БІНС при визначенні кута тангажу,
лінійної швидкості та координати

Похибка	Похибка визна-чення кута тангажу $\sigma_{\Delta\beta}^G(t)$, рад	Похибка визначення лінійної швидкості $\sigma_{\Delta V}^G$, м/с	Похибка визначення координати $\sigma_{\Delta X}^G$, м
Систематична складова, σ_S^G , рад/с	$\sigma_S^G \cdot t$	$\frac{g \sigma_S^G t^2}{2}$	$\frac{g \sigma_S^G t^3}{6}$
Вплив коефіцієнта перетворення, $\sigma_{\Delta k}^G$, %	$\frac{\sigma_{\Delta k}^G \beta t}{100}$	$\frac{g \sigma_{\Delta k}^G \beta t^2}{200}$	$\frac{g \sigma_{\Delta k}^G \beta t^3}{600}$
Вплив шуму, θ_{ARW} , рад/с/√Гц	$\theta_{ARW} \sqrt{t}$	$\frac{g \theta_{ARW} t^{1.5}}{\sqrt{3}}$	$\frac{g \theta_{ARW} t^{2.5}}{2 \sqrt{5}}$
Вплив нестабільності нуля, $\sigma_{BI}^{\Delta \omega}$, рад/с (при $\tau_C > 1000$ с)	$\frac{\sigma_{BI}^{\Delta \omega} t^{1.5}}{\sqrt{1.5 \tau_C^{\Delta \omega}}}$	$\frac{g \sigma_{BI}^{\Delta \omega} t^{2.5}}{\sqrt{10 \tau_C^{\Delta \omega}}}$	$\frac{g \sigma_{BI}^{\Delta \omega} t^{3.5}}{\sqrt{126 \tau_C^{\Delta \omega}}}$



Додаток Г

Співвідношення між спектральною густиною шуму та варіацією Алана

Тип похибки в термінах $S_{\omega}(f) / \sigma_A^2(\tau)$	Спектральна густина шуму $S_{\omega}(f)$	Варіація Алана $\sigma_A^2(\tau)$	Коефіцієнт поліному $p_A^2(\tau)$	Нахил залеж- ності $\sigma_A(\tau)$
1 Білий шум ви- хідного сигналу / шум квантування	$(2\pi f)^2 Q^2 \tau_0$ при $f < 1/2\tau_0$	$Q^2 \frac{3}{\tau^2}$	Q – похибка квантування вихідного сигналу	-1
2 Білий шум змі- ни вихідного сиг- налу / випадкове блукання вихідно- го сигналу	N^2	$N^2 \frac{1}{\tau}$	N – коефіці- єнт випадко- вого блукан- ня вихідного сигналу	-0.5
3 Флікер-шум ви- хідного сигналу / нестабільність зміщення нуля	$\begin{cases} \frac{B^2}{2\pi f}, f \leq f_0; \\ 0, f > f_0 \end{cases}$	$\frac{2B^2}{\pi} \left[\ln 2 - \frac{\sin^3 \tau}{2\tau^2} (\sin \tau + 4\tau \cos \tau) \right] \approx \frac{2B^2}{\pi} \ln 2$	B – коефіці- єнт неста- більності зміщення нуля вихід- ного сигналу	0
4 Білий шум змі- ни швидкості змі- ни вихідного сиг- налу / випадкове блукання зміни вихідного сигналу	$\left(\frac{K}{2\pi f} \right)^2$	$K^2 \frac{\tau}{3}$	K – коефіці- єнт випадко- вого блукан- ня швидкості зміни вихід- ного сигналу	+0.5
5 Шум уходу ви- хідного сигналу / тренд вихідного сигналу	$\frac{R^2}{(2\pi f)^3}$	$R^2 \frac{\tau^2}{2}$	R – коефіці- єнт випадко- вого уходу вихідного сигналу	+1



Національний університет
водного господарства
та природокористування

Наукове видання

**Рудик Андрій Вікторович
Квасніков Володимир Павлович**

**НАУКОВІ ОСНОВИ ТА ПРИНЦИПИ ПОБУДОВИ
ПРИЛАДОВОЇ СИСТЕМИ ВИМІРЮВАННЯ
ПРИСКОРЕННЯ МОБІЛЬНОГО РОБОТА**

Монографія

(українською мовою)



Національний університет
водного господарства
та природокористування

Видавець Мачулін Л. І.
61057, м. Харків, а/с 9127
Свідоцтво про реєстрацію суб'єкта видавничої справи:
Серія ХК № 125 від 24 листопада 2004 р.

Підписано до друку 13.01.2018. Формат 60x84/16.
Друк цифровий. Папір офсетний. Гарнітура Times New Roman.
Наклад 100 пр. Замовлення № 23/01

Віддруковано у ПП Озеров Г. В.
м. Харків, вул. Університетська, 3, кв. 9
Тел. (068) 828 48 08 e-mail: kniga-migom@mail.ru
Свідоцтво про реєстрацію суб'єкта
видавничої справи № 818604 від 02.03.2000.